

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M. Ing.

PAR
PHILIPPE DUMAIS

STRATÉGIES ROBUSTES POUR LA MULTIÉGALISATION

MONTRÉAL, LE 21 DÉCEMBRE 2004

© droits réservés de Philippe Dumais

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. François Gagnon, directeur de mémoire
Département de Génie Électrique à l'École de technologie supérieure

M. Claude Thibeault, codirecteur de mémoire
Département de Génie Électrique à l'École de technologie supérieure

M. Jean Belzile, président du jury
Département de Génie Électrique à l'École de technologie supérieure

M. Marc Lauzon, jury externe
ISR technologie à Montréal

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE CONFIDENTIELLE DEVANT JURY

LE 30 NOVEMBRE 2004

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

STRATÉGIES ROBUSTES POUR LA MULTIÉGALISATION

Philippe Dumais

SOMMAIRE

Dans un canal de télécommunication sans fil, l'interférence à multiples chemins et le bruit blanc gaussien causent des distorsions et de l'interférence entre symboles (ISI). Pour minimiser ces effets, l'égalisation est utilisée au récepteur pour filtrer le signal. Cependant, il est alors difficile de déterminer le type d'égaliseur à utiliser. Une grande variété de filtres et d'algorithmes d'adaptation sont aujourd'hui disponibles. De plus, les conditions du canal influencent directement les capacités algorithmiques du filtre adaptatif.

Ce mémoire propose le concept de multiégalisation. Dans ce cas, trois égaliseurs sont utilisés coopérativement en parallèle. Le symbole en sortie du multiégaliseur est ensuite sélectionné en fonction de celui minimisant l'erreur quadratique moyenne (EQM). Cela permet d'obtenir un égaliseur global ayant plusieurs habiletés et minimisant le taux d'erreur binaire (TEB). Selon les conditions de propagation, l'utilisation d'un égaliseur en particulier est modifié en cours de communication. Ce concept est aujourd'hui rendu possible étant donné l'évolution de la micro-électronique. Les circuits FPGA sont maintenant rapides et ils ont une grande capacité logique.

Pour démontrer ce concept, trois égaliseurs complémentaires ont été utilisés. Un canal est ensuite modélisé pour simuler des variations du profil de délai et des évanouissements Doppler. En fonction du temps, ces différentes conditions favorisent l'utilisation d'un égaliseur en particulier. Globalement, il a donc été démontré qu'un multiégaliseur permet d'améliorer les performances d'erreur par rapport à l'utilisation d'un seul.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier monsieur François Gagnon Ph.D. pour m'avoir donné l'opportunité de travailler sur ce projet de recherche. Sa grande créativité a permis de définir le concept de multiégalisation qui fut un sujet très intéressant à étudier. De plus, je remercie les gens du Laboratoire de communication d'intégration de la micro-électronique (LACIME) et ceux du projet PROMPT. Enfin, un remerciement particulier à monsieur Mohamed Lassaad Ammari Ph.D. pour ses conseils en égalisation et à monsieur Claude Thibeault Ph.D. pour la co-direction de mes travaux de recherche.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
REMERCIEMENTS.....	ii
TABLE DES MATIÈRES.....	iii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES.....	x
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 CANAUX DE COMMUNICATION.....	5
1.1 Phénomènes de propagation.....	6
1.1.1 Trajets multiples, étalement du délai et évanouissements.....	6
1.1.2 Décalage fréquentiel de la porteuse (Effet Doppler).....	8
1.2 Classification des modèles de canal et leurs caractéristiques.....	10
1.3 Modèles à évanouissements uniformes en fréquence.....	12
1.3.1 Le modèle à évanouissements de Rayleigh.....	14
1.3.2 Le modèle à évanouissements de Rice.....	15
1.3.3 Méthodologie de simulation.....	17
1.4 Modèles à évanouissements dispersifs en fréquence.....	18
1.4.1 Le modèle de Rummmler.....	18
1.5 Le modèle du Stanford University Interim (SUI).....	20
1.5.1 Spécifications.....	20
1.5.1.1 Modèle de pertes de trajets (Path Loss).....	21
1.5.2 Caractéristiques des évanouissements.....	22
1.5.2.1 La distribution des évanouissements.....	22
1.5.2.2 Le spectre de Doppler.....	22
1.5.3 Paramètres.....	24
1.5.4 Simulation.....	25
CHAPITRE 2 COMMUNICATIONS NUMÉRIQUES ET ÉGALISATION.....	26
2.1 Système de communication considéré.....	26
2.2 Architectures d'égalisation.....	29
2.2.1 Notation.....	30
2.2.2 L'égaliseur linéaire transverse avec adaptation LMS(LTE-LMS).....	31
2.2.3 L'égaliseur linéaire transverse en fréquence avec adaptation FBLMS (FLTE-FBLMS).....	33
2.2.4 L'égaliseur bi-mode MCMA/LMS.....	39
2.2.5 L'égaliseur à retour de décision (DFE).....	41

2.2.6	L'égaliseur récursif (RLS).....	42
2.2.7	Résumé des caractéristiques des égaliseurs présentés.....	44
2.3	Égalisation à espacement fractionnaire.....	44
2.4	Conclusion.....	47
CHAPITRE 3 EFFET DU PROFIL DE DÉLAI ET DES ÉVANOUISSEMENTS DOPPLER.....		48
3.1	Paramètres de simulation.....	49
3.1.1	Caractéristiques des égaliseurs.....	49
3.1.2	Caractéristiques du canal.....	51
3.2	Analyse des égaliseurs DFE-LMS et FLTE-FBLMS pour des variations du profil de délai.....	52
3.2.1	Canal avec échos courts et puissance des échos longs négligeable.....	53
3.2.2	Canal avec échos longs et puissance des échos courts négligeable.....	58
3.3	Analyse des égaliseurs DFE-LMS et RLS pour des variations Doppler rapides.....	60
3.4	Conclusions de l'analyse.....	63
CHAPITRE 4 LA MULTIÉGALISATION.....		66
4.1	Concept de multiégalisation.....	66
4.1.1	Composition de l'architecture.....	67
4.1.2	Stratégie d'égalisation.....	68
4.2	Modules complémentaires pour la multiégalisation.....	71
4.2.1	Synchronisation des égaliseurs.....	71
4.2.2	Métrique de décision basée sur l'EQM.....	72
4.2.3	Détection de la divergence de l'égaliseur DFE.....	75
4.3	Performances et limites théoriques du multiégaliseur.....	77
4.3.1	Spécifications globales.....	78
4.3.2	Comparaison des égaliseurs selon l'état du canal.....	79
4.4	Autres stratégies expérimentées.....	81
4.4.1	Utilisation d'égaliseurs en série.....	82
4.4.2	Utilisation d'un égaliseur linéaire temporel.....	83
4.5	Conclusion sur la multiégalisation.....	84
CHAPITRE 5 ANALYSE DES PERFORMANCES DE MULTIÉGALISATION.....		86
5.1	Simulations sur la multiégalisation.....	86
5.1.1	Scénario A : Canal avec échos courts.....	86
5.1.2	Scénario B : Canal avec échos courts et évanouissements Doppler variables.....	89
5.1.3	Scénario C : Variation du profil de délai.....	90
5.1.4	Scénario D : Variation du profil de délai et de la vitesse des évanouissements	93
5.1.5	Scénario E : Présence de quatre échos dans le canal.....	94

5.1.6	Analyse des résultats.....	96
5.2	Conclusion (Évaluation post-simulations).....	97
CONCLUSION.....		99
ANNEXES.....		
1	: Code <i>Matlab</i> pour générer les coefficients du canal SUI.....	100
BIBLIOGRAPHIE.....		107

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Valeur des constantes a,b,c pour calculer PL.....21
Tableau II	Caractéristiques des différents scénarios prédéfinis pour le canal SUI...24
Tableau III	Complexité pour les différentes étapes de l'algorithme LTE-LMS.....33
Tableau IV	Complexité pour les différentes étapes de l'algorithme FLTE-FBLMS...37
Tableau V	Complexité pour les différentes étapes de l'algorithme LTE-MCMA/LMS40
Tableau VI	Complexité pour les différentes étapes de l'algorithme LTE-RLS.....43
Tableau VII	Tableau résumé des caractéristiques des égaliseurs.....44
Tableau VIII	Comparaison du nombre de multiplications pour les algorithmes d'égalisation du DFE, FLTE et RLS.....50
Tableau IX	Paramètres du canal SUI utilisés dans les simulations de la Section 3.2 et 3.3.....52
Tableau X	Délais additionnels nécessaires pour synchroniser les données du multiégaliseur.....72
Tableau XI	Égaliseurs à privilégier selon l'état du canal.....80
Tableau XII	Égaliseurs à favoriser selon différents états du canal.....81

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1	Étalement du signal et des impulsions reçues.....6
Figure 2	Signaux PAM et diagramme de l'oeil.....8
Figure 3	Spectre de densité de puissance de Doppler ($f_m = 1\text{Hz}$).....10
Figure 4	Classification des modèles de canal.....11
Figure 5	Caractéristiques du canal en fonction de la bande passante du canal, de Doppler et des symboles.....12
Figure 6	Ligne à délais représentant la réponse impulsionnelle du canal.....14
Figure 7	Distribution d'amplitude des coefficients selon Rayleigh ($\sigma^2 = 0.1$).....15
Figure 8	Distribution d'amplitude des coefficients selon Rice ($\sigma^2=0.1$).....16
Figure 9	Étapes de simulation des modèles à évanouissements uniformes en fréquence.....17
Figure 10	Réponse en fréquence du canal de Rummmler.....19
Figure 11	Spectre de densité spectrale de puissance Doppler SUI.....23
Figure 12	Schéma des étapes pour modéliser le canal SUI.....25
Figure 13	Système de communication modélisé.....27
Figure 14	Réponse impulsionnelle du filtre en cosinus surélevé (racine carrée) à 1MSymb/s.....28
Figure 15	Organigramme de classification des égaliseurs.....30
Figure 16	Structure de l'égaliseur LTE-LMS.....31
Figure 17	Structure de l'égaliseur FLTE-FBLMS.....34
Figure 18	Légende des différents éléments composant la structure de l'égaliseur FLTE-FBLMS.....35
Figure 19	Complexité de l'architecture LTE-LMS versus le FLTE-FBLMS ($N = 1$ à 25).....38
Figure 20	Complexité de l'architecture LTE-LMS versus le FLTE-FBLMS ($N = 1$ à 256).....38

Figure 21	Constellation QPSK avec zones de décision MCMA/LMS.....	39
Figure 22	Structure de l'égaliseur DFE.....	41
Figure 23	Transformée de Fourier en bande de base du signal $f(t)$ de l'équation 2.1.....	45
Figure 24	Fonction de transfert d'un égaliseur à espacement fractionnaire.....	46
Figure 25	Variations d'amplitude du canal pour des échos courts avec E_b/N_0 de 30dB.....	53
Figure 26	EQM pour des échos courts avec E_b/N_0 de 30dB.....	54
Figure 27	Variations d'amplitude du canal pour des échos courts avec E_b/N_0 de 10dB.....	55
Figure 28	EQM pour des échos courts avec E_b/N_0 de 10dB.....	55
Figure 29	TEB des égaliseurs pour une simulation de 10s et un canal avec des échos courts.....	56
Figure 30	TEB des égaliseurs pour une simulation de 5s pour un canal avec des échos courts.....	57
Figure 31	TEB des égaliseurs pour un canal avec des échos longs.....	58
Figure 32	Variations d'amplitude du canal pour des échos longs avec E_b/N_0 de 20dB.....	59
Figure 33	EQM pour des échos longs avec E_b/N_0 de 20dB.....	59
Figure 34	TEB des égaliseurs pour un canal avec variations Doppler rapides ($f_m=40\text{Hz}$).....	61
Figure 35	Variations d'amplitude du canal pour $f_m=40\text{Hz}$ avec E_b/N_0 de 30dB.....	62
Figure 36	EQM pour $f_m=40\text{Hz}$ avec E_b/N_0 de 30dB.....	62
Figure 37	EQM pour $f_m=40\text{Hz}$ avec E_b/N_0 de 10dB.....	63
Figure 38	Schéma bloc général d'un multiégaliseur.....	67
Figure 39	Critères de sélection qui influencent les performances de multiégalisation.....	70
Figure 40	Réponse en fréquence du filtre passe-bas utilisé pour filtrer l'erreur des égaliseurs ($f_s = 10\text{e6}$).....	74
Figure 41	Zéros de la fonction de transfert du filtre avant en situation de divergence.....	75

Figure 42	Schéma bloc du détecteur de divergence du DFE.....	77
Figure 43	Schéma bloc complet du multiégaliseur étudié.....	78
Figure 44	Réponse impulsionnelle du canal avec échos courts.....	87
Figure 45	TEB obtenu pour la simulation A.....	87
Figure 46	Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario A).....	88
Figure 47	TEB obtenu pour la simulation B.....	89
Figure 48	Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario B).....	90
Figure 49	Réponse impulsionnelle du canal avec échos longs.....	91
Figure 50	TEB obtenu pour la simulation C.....	91
Figure 51	Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario C).....	92
Figure 52	TEB obtenu pour la simulation D.....	93
Figure 53	Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario D).....	94
Figure 54	Réponse impulsionnelle du canal à quatre échos (scénario E).....	95
Figure 55	TEB obtenu pour la simulation E.....	95
Figure 56	Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario E).....	96

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CAG	Contrôle Automatique de Gain
CDMA	Code Division Multiple Access
CMA	Constant Modulus Algorithm
dB	Décibels
DFE	Decision Feedback Equalizer
EQ	Erreur Quadratique
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
FBLMS	Frequency Block Least-Mean Square
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FLTE	Frequency Least-Mean Square
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSE	Fractionally Spaced Equalizer
Hz	Hertz
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IIR	Infinite Impulse Response
IES	Interférence Entre Symboles (ISI - Intersymbol Interference)
LMS	Least-Mean Square
LOS	Line-of-Sight (Trajet en vue directe)
LTE	Linear Transversal Equalizer
MCMA	Modified Constant Modulus Algorithm
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NLOS	Non-Line-of-Sight (Sans trajet en vue directe)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAM	Pulse-Amplitude Modulation
RLS	Recursive Least Square

RMS	Root Mean Square
SNR	Signal-to-Noise Ratio (Rapport Signal à Bruit)
SUI	Stanford University Interim
TEB	Taux d'Erreurs Binaire (BER - Bit Error Rate)

INTRODUCTION

Depuis plusieurs années, les télécommunications sans fil sont en grande évolution. Ceci est principalement dû à une popularité de tels systèmes qui atteint aujourd'hui de grandes proportions. Le téléphone cellulaire en est un bon exemple, il est devenu un outil de communication peu dispendieux et accessible à tous. D'ailleurs, du point de vue technologique, l'évolution de la micro-électronique est un des grands responsables de cet essor des télécommunications. En effet, dans le secteur des télécommunications sans fil de haut débit les circuits programmables sont souvent utilisés car ils ont maintenant une grande capacité logique et ils sont très rapides. De plus, ils sont toujours en constante évolution.

Aujourd'hui, la composition d'un récepteur peut devenir très complexe pour obtenir une excellente qualité de service. Dans ce contexte, l'utilisation d'un égaliseur permet de corriger l'interférence entre symboles (IES) et les évanouissements de puissance causés par les distorsions et la présence de multiples trajets dans le canal. Historiquement, la réalisation matérielle d'un égaliseur nécessitait beaucoup de ressources. En effet, les algorithmes sont généralement composés de plusieurs multiplications et nécessitent beaucoup de calculs par cycle. Par contre, avec la technologie disponible présentement et celle à venir, il est possible de réaliser plus d'un égaliseur dans un seul circuit. C'est de là que provient l'idée première de faire de la multiégalisation. En bref, la multiégalisation est le concept d'utiliser plusieurs égaliseurs en coopération dans le but d'optimiser l'égalisation globale au récepteur. Un second avantage provient du fait qu'en utilisant plusieurs égaliseurs il y en aura nécessairement un qui permet d'atteindre de meilleures performances dans un environnement continuellement changeant. Il faut noter que cet avantage est possible s'il y a des variations importantes des conditions du canal. Par exemple, une personne en communication cellulaire qui part de son travail en ville, par autobus, sera soumise à des évanouissements Doppler plutôt rapides et à de nombreuses réflexions courtes causées par l'environnement urbain. Par contre, une fois rendu à

domicile, en milieu rural, les échos peuvent être plus longs, mais les évanouissements Doppler moins rapides. Tout au cours du trajet les variations du canal sont donc très changeantes. D'autre part, c'est par le biais d'une métrique de décision qu'il devient possible d'utiliser le symbole provenant du meilleur égaliseur à tout instant. Logiquement, pour un canal variant dans le temps, les performances du multiégaliseur ne peuvent qu'être supérieures à celle d'un seul filtre adaptatif. Ceci est explicable par le fait qu'ils seront utilisés différemment au cours du temps. Il permettra alors d'offrir une meilleure qualité de service.

Dans ce document, l'étude du multiégaliseur est effectuée du point de vue traitement de signal. Divers modèles sont proposés pour simuler numériquement le multiégaliseur. Le but est de mesurer les performances possibles d'un tel système. Ceci permet de valider le concept. Il faut d'abord choisir le modèle de canal puisque c'est la composante de base du système de télécommunication à l'étude. Son choix doit être judicieux, car c'est lui qui représente la propagation à multiples chemins qui causent des distorsions d'amplitude, de phase et de l'interférence entre symboles. Ce sont ces conditions qui favoriseront l'utilisation d'un égaliseur plutôt qu'un autre. Le chapitre 1 présente une vue d'ensemble de la modélisation d'un canal de communication et des différents modèles présentés dans la littérature. Tout d'abord, une analyse des phénomènes de propagation permet de comprendre physiquement ce qui cause les différentes distorsions du signal. Les trajets multiples, l'étalement du délai, les évanouissements et l'effet Doppler y sont alors abordés. Ensuite, une classification de quelques modèles existants permet de situer les deux grandes classes de canaux. Les modèles de Rayleigh et Rice couvrent le groupe des évanouissements uniformes en fréquence, tandis que le modèle de Rummier représente les évanouissements dispersifs en fréquence. Ces derniers sont définis dans un contexte de communications mobiles. Finalement, le modèle du Stanford University Interim (SUI) permet de modéliser à la fois les évanouissements sélectifs et non sélectifs en fréquence. Il caractérise une communication à points fixes sans trajet en vue directe. C'est le modèle qui a été considéré le plus pertinent pour les simulations de ce mémoire.

Au chapitre 2, les communications numériques et l'égalisation du canal sont abordés. Un système de télécommunication complet est d'abord établi pour mettre en contexte la composition de l'émetteur et du récepteur utilisés. Les filtres adaptatifs étudiés sont ensuite présentés. Tout d'abord, un simple égaliseur linéaire temporel permet de comprendre le fonctionnement d'un filtre linéaire transverse et de l'algorithme LMS (Least-Mean Square). Il est à la base de plusieurs architectures. Son équivalent fréquentiel (FLTE-FBLMS : Frequency Least-Mean Square / Frequency Block Least-Mean Square) est considéré pour la réalisation d'un long filtre. L'utilisation de l'égaliseur linéaire transverse avec adaptation aveugle bi-mode MCMA/LMS est aussi explorée. Le filtre adaptatif à retour de décision (DFE : Decision Feedback Equalizer) est ensuite analysé. Finalement, l'algorithme récursif RLS (Recursive Least Square) est considéré pour augmenter la diversité des structures du multiégaliseur. Ce sont les égaliseurs DFE, le FLTE-FBLMS et le RLS qui ont été retenus pour étudier le concept. La dernière partie du chapitre aborde la réalisation à espacement fractionnaire (FSE : Fractionally Spaced Equalizer) de ces structures.

Par la suite, au chapitre 3, quelques analyses sont effectuées sur le comportement des trois égaliseurs retenus en fonction des variations du canal. Elles permettent de vérifier qu'un filtre adaptatif est privilégié par rapport aux conditions de propagation. Pour ce faire, trois contextes de télécommunication ont été fixés. Le premier est un canal où les échos sont courts. Dans ce cas, l'égaliseur DFE est comparé à celui en fréquence pour voir s'il donne des performances supérieures. L'égaliseur FLTE-FBLMS, quant à lui, devrait être avantageux lorsque les échos sont plutôt longs. C'est d'ailleurs le deuxième scénario à l'étude. Dans ce cas, l'égaliseur fréquentiel est le seul qui couvre une réponse impulsionnelle suffisamment longue. Finalement, l'égaliseur RLS est comparé au DFE en présence d'un canal où les évanouissements Doppler sont rapides. Ceci permet de valider la rapidité de convergence du RLS. Ces études ont donc pour but de démontrer que les variations du canal sont directement responsables des performances d'un égaliseur.

Le chapitre 4 aborde ensuite le multiégaliseur comme tel. Premièrement, des discussions sur la composition de l'architecture et sur la stratégie envisagée sont réalisées. Ils dépendent directement des résultats obtenus au chapitre 3. Pour rendre la coopération possible, différents modules doivent alors être implémentés. Des blocs de synchronisation sont nécessaires pour aligner les signaux de sortie des égaliseurs, un bloc métrique de décision sélectionne le meilleur résultat d'égalisation et un détecteur de divergence du DFE surveille les coefficients du filtre. Ce dernier peut devenir instable étant donné la présence du filtre de rétroaction. Ensuite, les spécifications globales et le schéma bloc complet du multiégaliseur sont présentés. Ceci conduit alors à une comparaison par tableaux des égaliseurs en fonction de certains états du canal. Finalement, d'autres stratégies expérimentées sont présentées.

Finalement, le chapitre 5 de ce mémoire est utilisé pour démontrer les performances possibles avec un multiégaliseur. Cinq simulations différentes y sont alors réalisées dans divers contextes de télécommunication. Comme pour le chapitre 3, ce sont des variations du profil de délai et de la rapidité des évanouissements Doppler qui sont modélisées comme canal. D'autre part, la fin du chapitre présente d'autres stratégies à considérer pour la multiégalisation.

CHAPITRE I

CANAUX DE COMMUNICATION

Dans un système de communications sans fil, les signaux sont transmis à travers un environnement souvent hostile qui détériore de façon marquée les performances du système. Heureusement, depuis plusieurs années, la recherche en télécommunications et en traitement numérique du signal a permis de développer des techniques permettant d'améliorer ces performances. La modulation, le codage et l'égalisation en sont de bons exemples. Pour évaluer les performances de telles techniques, une modélisation adéquate du canal doit être réalisée. En effet, elle doit représenter le plus fidèlement possible la réalité physique de l'environnement d'utilisation, soit le canal. En pratique, les phénomènes qui causent de la distorsion sur le signal sont explicables par différents processus physiques de propagation des ondes électromagnétiques dans l'air. Ces caractéristiques physiques sont d'ailleurs variables aléatoirement. Ceci a pour effet de faire varier la réponse impulsionnelle du canal en fonction du temps. Ce chapitre a donc pour but de présenter quelques notions sur la modélisation d'un canal de télécommunications. Dans un premier temps, les phénomènes de propagation d'une onde électromagnétique dans l'air seront énoncés afin d'expliquer quels sont les effets physiques à modéliser. Les modèles à évanouissements uniformes et dispersifs en fréquence seront ensuite présentés pour montrer un portrait de différents modèles de canaux existants. Par contre, pour réaliser les simulations de cet ouvrage c'est le modèle du Stanford University Interim (SUI) (Erceg, Hari, Smith, Baum & al, 2003) qui est considéré. La composition et les caractéristiques de ce dernier seront donc abordées dans la dernière partie de ce chapitre.

1.1 Phénomènes de propagation

1.1.1 Trajets multiples, étalement du délai et évanouissements

Lors de la propagation d'une onde électromagnétique dans l'air, différentes réflexions ainsi que de la diffusion atmosphérique peuvent être observées. En effet, en plus de l'effet de propagation le signal sera réfléchi sur divers obstacles comme des édifices, des montagnes ou tout autre objet de l'environnement. Le signal transmis empruntera donc différents trajets pour parvenir au récepteur. C'est ce qu'on appelle une propagation à trajets multiples (Multipath propagation). Il y a donc des changements constants dans l'environnement de dissipation. Ceci amène des fluctuations sur l'amplitude, la phase et le délai entre les trajets. D'ailleurs, le signal reçu sera vu comme une suite de répliques du signal transmis, mais avec différentes distorsions. La figure 1 illustre le concept d'étalement temporel du délai causé par les multiples chemins.

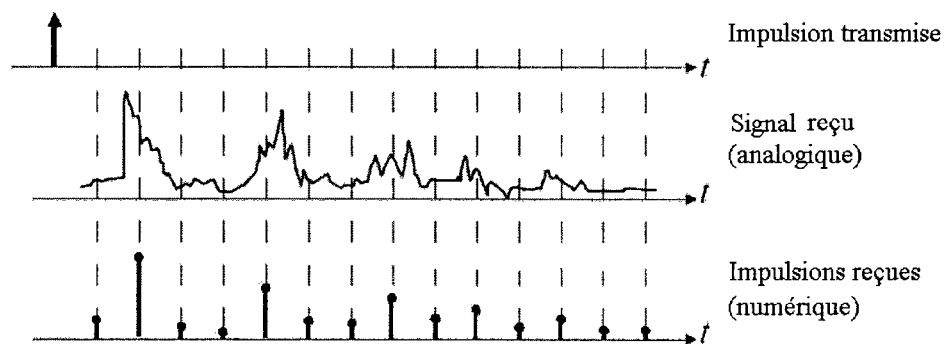


Figure 1 Étalement du signal et des impulsions reçues

Pour quantifier l'étalement du délai, il peut être calculé en fonction de la puissance et du délai de chaque trajet reçu (Blaunstein & Bach Andersen, 2002). L'excès moyen du délai (τ) est calculé à partir du premier moment de la puissance du profil de délai du signal.

$$\tau = \frac{\sum_j P_j \tau_j}{\sum_j P_j} \quad (1.1)$$

où P_j est la puissance du j^{e} trajet et τ_j est le délai du j^{e} trajet. Par contre, l'étalement moyen du délai (*RMS Delay Spread*) se calcule à partir de la racine du second moment central de la puissance du profil de délai.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\tau)^2} = \sqrt{\frac{\sum_j P_j \tau_j^2}{\sum_j P_j} - \left(\frac{\sum_j P_j \tau_j}{\sum_j P_j} \right)^2} \quad (1.2)$$

Les multiples trajets empruntés causeront donc de la distorsion sur le signal reçu. En effet, lorsque les signaux se superposent dans le temps, ceci a pour effet de créer des effets destructeurs et constructeurs sur le signal. C'est ce qu'on appelle l'interférence entre symboles (IES). D'ailleurs, le diagramme de l'œil permet de bien voir l'effet de l'interférence et du bruit sur l'échantillonnage du signal. C'est ce que permettent de voir les trois formes d'ondes reçues de la figure 2. Une première (a) est identique à celle transmise, la deuxième (b) contient de la distorsion (IES) et finalement (c) est un cas avec distorsion et bruit. Du côté droit, le diagramme de l'œil associé à chacun est représenté. La modulation des signaux représentés est de type PAM (Pulse-Amplitude Modulation).

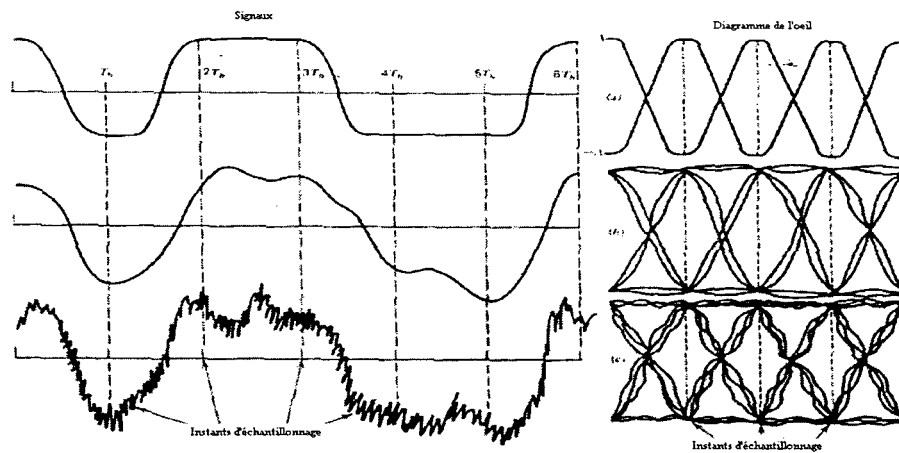


Figure 2 Signaux PAM et diagramme de l'oeil

Le diagramme de l'oeil démontre qu'au moment de l'échantillonnage, il devient plus difficile de quantifier le signal reçu adéquatement. La propagation multitrajets engendre donc trois effets sur le signal transmis :

- Changements rapides de la puissance du signal, de son amplitude et de sa phase (évanouissements).
- Variations aléatoires de la fréquence de modulation due aux effets Doppler (mouvement entre le transmetteur et le récepteur) sur les différents trajets.
- Dispersion temporelle (échos) causée par le délai de propagation entre les différents trajets.

1.1.2 Décalage fréquentiel de la porteuse (Effet Doppler)

Lors de communications mobiles, les variations de trajets et de leur délai sont beaucoup plus importantes étant donné le changement de position des antennes. De plus, la mobilité a pour effet d'engendrer un décalage de fréquence de la porteuse reçue. Ce phénomène est appelé l'effet Doppler. Ce concept, issu de la physique des ondes, permet

de définir le décalage fréquentiel que subit un signal lorsqu'il y a mouvement entre l'émetteur et le récepteur. Le décalage est fonction de la vitesse du déplacement (v) et de la fréquence de la porteuse (f_c) (Jeruchim, Balaban, & Shanmugan, 2000).

$$\Delta f = \frac{v f_c}{c} \cos \theta \quad (1.3)$$

où $c=3 \times 10^8 m/s$ est la vitesse de propagation de la lumière dans le vide et θ est l'angle entre le signal transmis et la direction du déplacement. La valeur maximale de l'étalement Doppler est donc

$$f_m = \frac{v f_c}{c} \quad (1.4)$$

Pour modéliser ce concept, le modèle de Jake est très utilisé en télécommunications. Ce dernier est caractérisé par le spectre de densité puissance suivant

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_m \sqrt{1 - ((f - f_c)/f_m)^2}} \quad \text{où } (f_c + f_m) > f > (f_c - f_m) \quad (1.5)$$

Graphiquement, il est présenté à la figure 3.

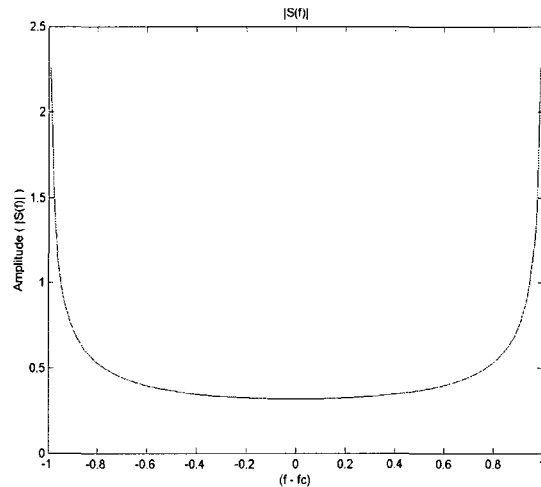


Figure 3 Spectre de densité de puissance de Doppler ($f_m = 1\text{Hz}$)

En simulation, l'effet Doppler est ajouté aux coefficients générés aléatoirement par filtrage fréquentiel. Le filtre utilisé est :

$$H(f) = \sqrt{S(f)} \quad (1.6)$$

1.2 Classification des modèles de canal et leurs caractéristiques

Depuis plusieurs années, la modélisation d'un canal de télécommunication est un sujet bien étudié. Il existe donc une grande variété de modèles qui ont été caractérisés selon les multiples environnements possibles : urbain, rural, montagneux, dans la forêt. Cependant, ils représentent tous les mêmes phénomènes de propagation à multiples trajets, d'évanouissements et de pertes de chemin, mais avec différentes caractéristiques. Dans ce document, cinq modèles y sont répertoriés. L'organigramme de la figure 4 présente une vue d'ensemble de la classification des différents canaux (Proakis, 2001) (Erceg, Hari, Smith, Baum & al, 2003).

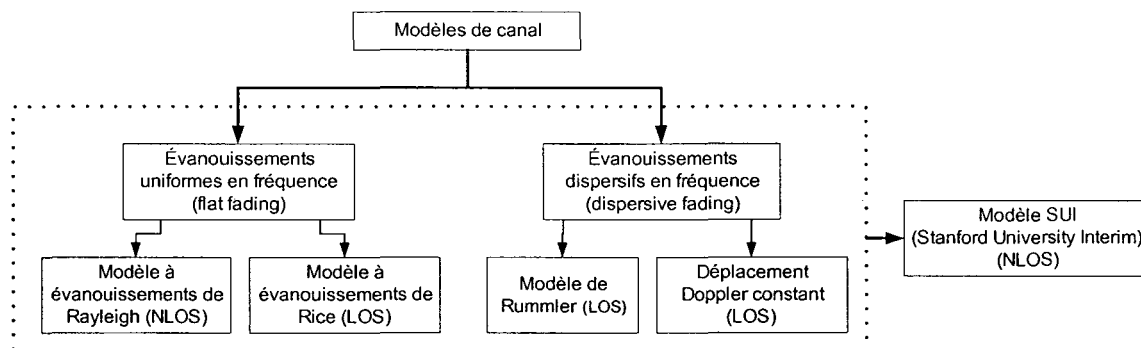


Figure 4 Classification des modèles de canal

La première grande classe est celle des modèles à évanouissements uniformes en fréquence. Celle-ci, est représentée par une réponse en fréquence constante et une phase linéaire pour une largeur de bande plus grande que celle du signal transmis. Les caractéristiques spectrales du signal sont donc conservées, mais la puissance demeure variable selon les fluctuations du canal. C'est donc un canal à large bande. Dans ce cas, l'étalement du délai (delay spread) est inférieur à la période d'un symbole. Ce sont généralement les modèles à évanouissements de Rayleigh et de Rice qui représentent ce scénario. D'ailleurs, le modèle de Rayleigh suppose qu'aucun trajet en vue directe n'est perçu par le récepteur (Non-Line-Of-Sight : NLOS). Le modèle de Rice quant à lui suppose que les antennes permettent un trajet en vue directe (Line-Of-Sight : LOS).

La deuxième classe comporte les modèles à évanouissements dispersifs en fréquence. Ces derniers sont caractérisés par un gain constant et une phase linéaire sur une largeur de bande de canal inférieure à celle des symboles transmis. Dans ce cas, l'étalement du délai sera plus grand que la durée d'un symbole. Différentes répliques du signal seront alors reçues et provoqueront des évanouissements de puissance causés par les effets constructeurs et destructeurs sur le signal reçu (IES). La figure 5 illustre les quatre scénarios de canal pouvant être représentés selon la bande passante du canal (B_c), celle des symboles (B_s) et celle du spectre de Doppler (B_d) (Rappaport, 2002).

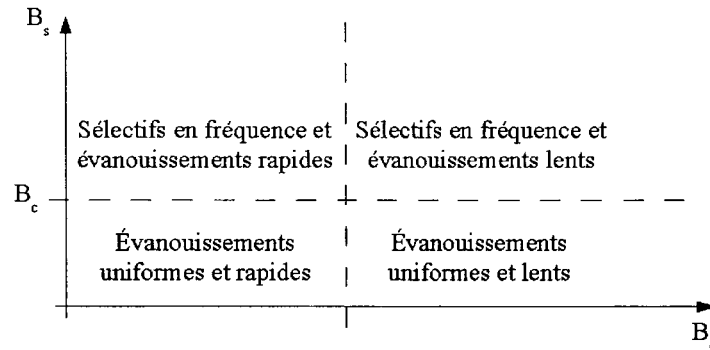


Figure 5 Caractéristiques du canal en fonction de la bande passante du canal, de Doppler et des symboles

Finalement, le modèle du Stanford University Interim (SUI) a été considéré. Ce dernier caractérise une communication à point fixe sans trajet en vue directe. Il englobe différentes caractéristiques de chacun des modèles présentés précédemment. En effet, selon les paramètres du modèle il peut représenter un canal uniforme ou dispersif en fréquence. La section 1.5 présente ce modèle en détail.

1.3 Modèles à évanouissements uniformes en fréquence

L'impulsion transmise est donc reçue avec plusieurs répliques d'amplitudes, de phases et de délais différents. Ce processus peut alors être caractérisé temporellement de manière statistique. La description de ce modèle est élaborée ci-dessous (Proakis, 2001).

Le signal transmis par l'antenne est

$$s(t) = \Re \left\{ s_I(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (1.7)$$

où \Re signifie la partie réelle, $s_I(t)$ est le signal complexe modulé, et f_c est la fréquence de la porteuse. Par contre, étant donné la propagation à multiples trajets du signal,

chacun est associé à un délai de propagation et un facteur d'atténuation. D'ailleurs, le comportement variant dans le temps du canal est caractérisé par la variation de ces caractéristiques. Le signal $x(t)$ reçu a donc la forme suivante

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s_l\{t - \tau_n(t)\} \quad . \quad (1.8)$$

Dans ce cas, $\alpha_n(t)$ correspond au facteur d'atténuation complexe de chaque signal reçu. De plus, $\tau_n(t)$ est le délai de propagation du $n^{\text{ième}}$ chemin. En substituant, $s(t)$ dans (1.8), on obtient

$$x(t) = \Re \left(\left\{ \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l\{t - \tau_n(t)\} \right\} e^{j2\pi f_c t} \right) \quad . \quad (1.9)$$

L'équivalent passe-bas du signal reçu est donc

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l\{t - \tau_n(t)\} \quad . \quad (1.10)$$

Le canal aura donc la réponse impulsionnelle suivante

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta\{\tau - \tau_n(t)\} \quad , \quad (1.11)$$

Il est alors possible de constater que ce modèle mathématique peut être fonctionnellement schématisé par une ligne à délais comme l'illustre la figure 6. Étant donné le comportement aléatoire du canal dans le temps (amplitude, phase, délais), ce processus peut être modélisé de manière stochastique. Le signal reçu $r(t)$ doit donc être

modélisé par un processus aléatoire gaussien complexe. Ceci veut dire que la réponse impulsionnelle à temps variant $c(\tau, t)$ est aussi un processus gaussien complexe aléatoire dans le temps.

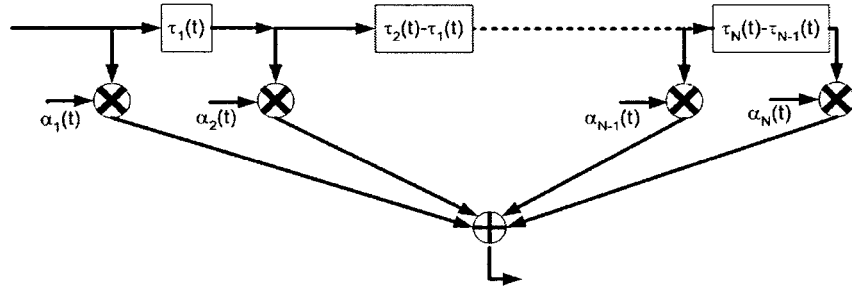


Figure 6 Ligne à délais représentant la réponse impulsionnelle du canal

1.3.1 Le modèle à évanouissements de Rayleigh

Lorsque la réponse impulsionnelle $c(\tau, t)$ (équation 1.11) est modélisée par un processus gaussien complexe de moyenne égale à zéro, l'enveloppe $|c(\tau, t)|$ (l'amplitude des coefficients) à n'importe quel instant t suit une distribution de Rayleigh. Ce modèle de canal est appelé le canal à évanouissements uniformes de Rayleigh (Rayleigh Fading Channel). D'ailleurs, il ne suppose aucun trajet en vue directe (NLOS). La fonction de densité de probabilité de Rayleigh est

$$p_{\text{Rayleigh}}(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/(2\sigma^2)} \quad (1.12)$$

et graphiquement présenté à la figure 7.

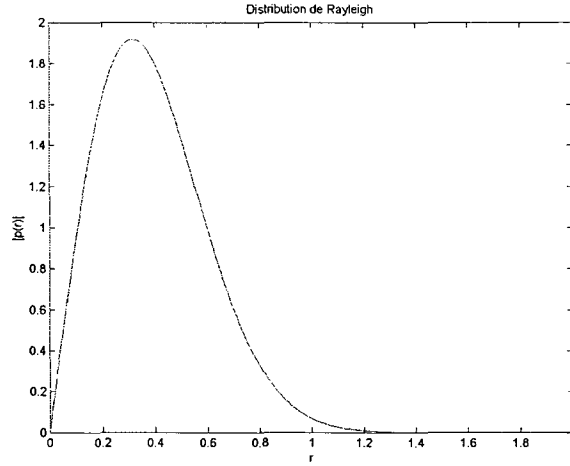


Figure 7 Distribution d'amplitude des coefficients selon Rayleigh ($\sigma^2 = 0.1$)

1.3.2 Le modèle à évanouissements de Rice

Dans l'autre cas, si le modèle considère la présence d'un trajet fixe en vue directe ou réfléchi, le processus ne peut plus être modélisé avec une moyenne de zéro. Dans ce cas, la distribution d'amplitude des coefficients ($|c(\tau, t)|$) suivra plutôt une distribution de Rice. On nomme ce modèle le canal à évanouissements uniformes de Rice (Ricean fading channel). Pour ce qui est du trajet fixe, il est caractérisé par le facteur K. C'est le paramètre de cette distribution qui définit le ratio entre la puissance du trajet direct et celle des autres chemins. Ce facteur influence aussi la forme de la distribution de Rice. Notons que pour $K=0$, on revient à la distribution de Rayleigh. La réponse impulsionnelle devient donc

$$c(\tau; t) = \beta \delta(\tau) + \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (1.13)$$

où β est le facteur d'atténuation du trajet fixe. La fonction de densité de probabilité de Rice est alors la suivante

$$p_{Rice}(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2 + A^2)/(2\sigma^2)} I_0\left(\frac{A \cdot r}{\sigma^2}\right) \quad (1.14)$$

où

$$A = \sqrt{2 K \sigma^2} \quad (1.15)$$

et I_0 est la fonction de Bessel I d'ordre 0. À la figure 8, la densité de probabilité de Rice en fonction du facteur de Rice (K) est présenté.

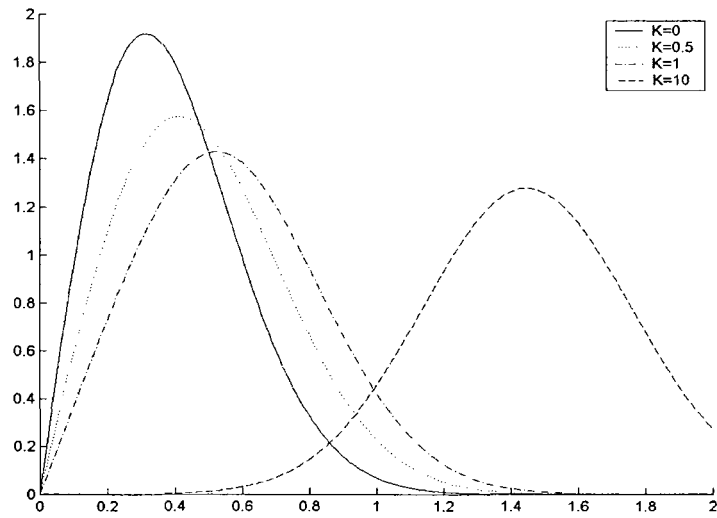


Figure 8 Distribution d'amplitude des coefficients selon Rice ($\sigma^2=0.1$)

1.3.3 Méthodologie de simulation

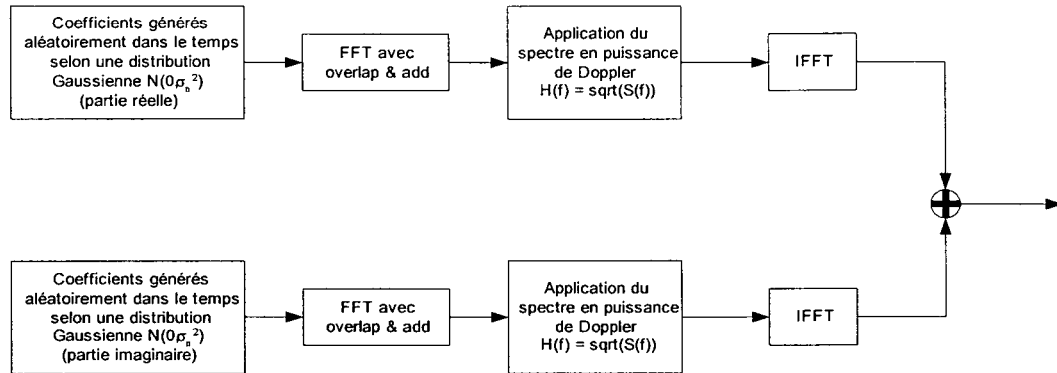


Figure 9 Étapes de simulation des modèles à évanouissements uniformes en fréquence

Pour programmer les modèles à évanouissements uniformes, les différents concepts étudiés précédemment doivent être combinés pour obtenir les évanouissements désirés. En effet, différents traitements sur les données aléatoirement distribuées sont alors nécessaires. Cette section décrit donc les étapes permettant de générer les coefficients d'un canal à évanouissements de Rayleigh (Rappaport, 2002) :

- 1) Au départ, le nombre de points N , pour représenter $S(f)$, et la fréquence maximale de Doppler doivent être déterminés. N est habituellement une puissance de 2. Il détermine la longueur de la séquence continue générée et elle correspond généralement à la longueur, en échantillons, d'une trame.
- 2) Calcul de l'espacement fréquentiel entre les lignes spectrales :

$$\Delta f = \frac{2 f_m}{(N-1)} \quad (1.16)$$

Ceci définit la durée des évanouissements du signal : $T=1/\Delta f$

- 3) Générer aléatoirement les N coefficients complexes.
- 4) Faire une FFT, avec entrelacement additif (overlap & add), sur ces coefficients.
- 5) Filtrer les coefficients par le filtre de Doppler $H(f)$.

$$H(f) = \sqrt{S(f)} \quad (1.17)$$

- 6) Faire la IFFT des signaux fréquentiels obtenus.
- 7) Les coefficients peuvent alors être utilisés pour filtrer les données transmises avant leur entrée dans le récepteur.

1.4 Modèles à évanouissements dispersifs en fréquence

1.4.1 Le modèle de Rummler

Ce modèle est représentatif pour des transmissions micro-ondes avec un trajet en vue directe. Autrefois, il fut utilisé par les compagnies de téléphone pour modéliser la transmission de la voix et de la vidéo sur de longues distances. C'est Rummler lui-même qui a développé ce modèle à trois trajets suite à l'analyse de mesures prises sur un canal avec trajet en vue directe dans une bande de fréquence de 6GHz. Pour ce faire, le modèle est simplement caractérisé par une fonction de transfert présentant un évanouissement dans sa bande de fréquence (Rummler, Coutts, & Liniger, 1986). La réponse en fréquence du canal de Rummler est

$$C(f) = \alpha \left\{ 1 - \beta e^{-j2\pi(f-f_0)\tau_0} \right\} \quad (1.18)$$

où α est le terme de perte nette (Flat loss term), β le terme de profondeur du creux (notch), f_0 la fréquence de l'évanouissement (notch frequency) et τ_0 le délai relatif entre le trajet en vue direct et les autres (typiquement $\tau_0=6.3\text{ns}$). Le niveau des évanouissements (Fade level) est

$$A = -20 \log(\alpha) \quad (1.19)$$

La profondeur relative de l'évanouissement est :

$$B = -20 \log(1 - \beta) \quad (1.20)$$

La profondeur totale des évanouissements par rapport à 0 dB est donc la somme de A et B.

À partir de ce modèle, il est donc possible de varier directement la profondeur et/ou la fréquence de l'évanouissement. Ce sont ces caractéristiques du canal qui sont modélisées par Rummler. Il est alors possible d'évaluer les performances d'un système où le canal comporte un évanouissement variant lentement dans le temps. Ce modèle est donc dispersif en fréquence. La figure 10 présente la réponse en fréquence du canal pour $\alpha=1$ donc $A=0\text{dB}$, $\beta=0.9$ donc $B=20\text{dB}$, $f_0=50\text{ MHz}$, $\tau_0=6.3\text{ ns}$ et $P_{\text{TOT}}=A+B=20\text{ dB}$.

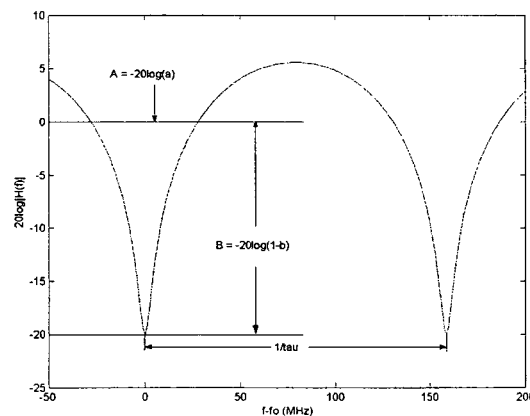


Figure 10 Réponse en fréquence du canal de Rummler

1.5 Le modèle du Stanford University Interim (SUI)

Aujourd'hui, la recherche sur la modélisation de canal est toujours un sujet en évolution. Ceci est probablement explicable par la complexité à modéliser les caractéristiques physiques d'un canal de télécommunications sans fil. Une représentation parfaite de ce phénomène est plutôt inconcevable. D'ailleurs, les systèmes de communications actuels sont très performants. Il est donc nécessaire d'avoir de bons modèles pour justifier leur utilisation en pratique. Pour ce qui est du modèle SUI, son développement est récent. En fait, la dernière mise à jour de la théorie de ce modèle date de juin 2003 (Erceg, Hari, Smith, Baum, & al, 2003). Ce dernier est très intéressant pour représenter un canal de communications sans fil à points fixes et sans trajet en vue directe (NLOS). Son fondement théorique est un regroupement de différents aspects concernant les effets de propagation d'une onde électromagnétique.

1.5.1 Spécifications

Le modèle SUI représente une architecture multicellulaire ajustable à l'échelle désirée (urbain/rural) sans trajet en vue directe (NLOS). Il caractérise une application sans fil à point fixe. Le contexte de télécommunication est caractérisé comme suit :

- a) Cellules à rayon de 7 km et couverture de 90%*
- b) Antenne du transmetteur haute de 30 m et ouverture de faisceaux à 120°*
- c) Antenne du récepteur haute de 6 m et ouverture de faisceaux à 30° et omnidirectionnelle (360°)*
- d) D'autres considérations comme le type de terrain (montagneux, plat), la densité des arbres pour les régions rurales et des édifices en milieu urbain, la vitesse des vents et la saison sont pris en compte.*

1.5.1.1 Modèle de pertes de trajets (Path Loss)

La base théorique utilisée pour modéliser les pertes de trajets est celle du Modèle Hata-Okumura (Okumura, Ohmori, Kawano, & Fukua, 1968) pour environnements macrocellulaires entre 500 et 1500 Mhz. Par contre, étant donné certaines limitations (Erceg, Hari, Smith, Baum, & al, 2003) le modèle de Erceg & al (1999) est utilisé. Ce dernier représente trois types de terrains. La catégorie A, avec pertes de trajet élevées, est celle d'un terrain montagneux avec une densité d'arbres de modérée à élevée. À l'opposé, la catégorie C caractérise un terrain plutôt plat et avec une faible densité d'arbres. La catégorie B est donc pour les pertes de trajets intermédiaires. Ces données ont été prises par *AT&T Wireless Services* en 1995 dans des environnements macrocellulaires aux États-Unis. La perte de trajet médiane est calculée par

$$PL = A + 10 \rho \log_{10}(d/d_0) + s \quad \text{pour } d > d_0 \quad (1.21)$$

où d_0 est une distance de référence égale à 100m, $A = 20 \log_{10}(4\pi d_0/\lambda)$, λ est la longueur d'onde en mètres, $\rho = (a - b h_b + c / h_b)$ pour une hauteur d'antenne (h_b) entre 10 et 80m et a, b, c sont des constantes qui dépendent de la catégorie de terrain.

Tableau I

Valeur des constantes a, b, c pour calculer PL

<i>Paramètre</i>	<i>Catégorie de terrain</i>		
	A	B	C
a	4,6	4	3,6
b	0,0075	0,0065	0,005
c	12,6	17,1	20

1.5.2 Caractéristiques des évanouissements

L'effet des multiples trajets cause des effets constructifs et destructifs sur le signal reçu ce qui cause des évanouissements de puissance. Dans le cas du modèle SUI, deux phénomènes caractérisent ceci. D'abord, c'est le facteur de Rice (facteur K) qui modifie la distribution aléatoire des évanouissements et ensuite l'effet Doppler qui est considéré pour représenter le mouvement entre les antennes.

1.5.2.1 La distribution des évanouissements

Les évanouissements de ce modèle suivent une distribution de Rice. Le principal paramètre qui définit cette densité de probabilité est le facteur K. Il représente le ratio entre la puissance du trajet direct et celle des autres chemins de propagation. Le modèle est inspiré de (Baum & al, 2000) et il est défini par

$$K = F_s F_h F_b K_o d^\rho u \quad (1.22)$$

où F_s est le facteur de saison. $F_s=1.0$ l'été (feuilles) et $F_s=2.5$ l'hiver. Ensuite, F_h est un facteur en fonction de la hauteur de l'antenne du récepteur h (en mètres) et $F_h = (h/3)^{0.46}$. F_b est le facteur de largeur du faisceau qui dépend de l'angle b et $F_b = (b/17)^{-0.62}$. Finalement, $K_o=10$ et $\rho=-0.5$ sont des coefficients de régression et u est une variable lognormal avec une moyenne de 0dB et un écart-type de 8dB.

1.5.2.2 Le spectre de Doppler

Dans ce cas-ci, ce n'est pas le spectre de densité de puissance du modèle de Jake qui est utilisé. Ceci est associable au fait que la communication n'est pas mobile. Dans une communication à point fixe, l'effet Doppler représente plutôt le mouvement que peuvent avoir les antennes entre elles ainsi que le milieu de propagation. En effet, une antenne

placée à une certaine hauteur aura nécessairement un léger mouvement. La fréquence maximale de Doppler (f_m) est donc plutôt faible par rapport aux communications mobiles. Ce qui influence le spectre de Doppler c'est le vent combiné au feuillage, à la fréquence de la porteuse et au trafic hertzien. Le spectre est caractérisé par

$$S(f) = \begin{cases} 1 - 1.72 f_0^2 + 0.785 f_0^4 & |f_0| \leq 1 \\ 0 & |f_0| > 1 \end{cases} \quad \text{où } f_0 = \frac{f}{f_m} \quad (1.23)$$

Ce modèle mathématique fut défini suite à des mesures prises à 2.5GHz (Erceg, Hari, Smith, Baum, & al, 2003). Graphiquement, le spectre est de la forme suivante

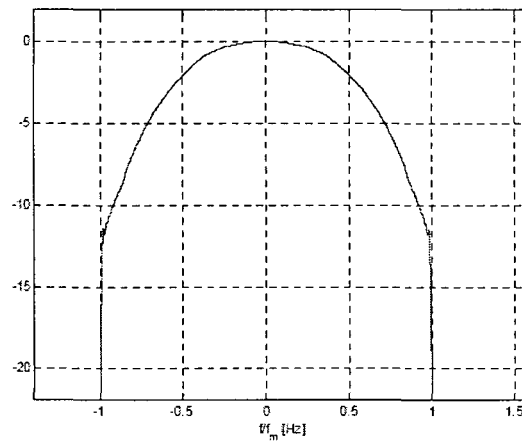


Figure 11 Spectre de densité spectrale de puissance Doppler SUI

1.5.3 Paramètres

Pour contrôler et varier les conditions du canal, différents paramètres sont définis par le modèle. Dans un premier temps, les caractéristiques de chaque trajet comme le délai (en dB) et la puissance relative au premier trajet doivent être fixées. Ces paramètres permettent de définir les aspects de la propagation multitrajets du signal. À partir de ceci, l'étalement du délai présenté à l'équation 1.2 peut être calculé. D'autre part, comme mentionné précédemment, le facteur K est un paramètre qui permet de définir le ratio entre la puissance du trajet principal et la puissance des trajets aléatoires. D'ailleurs, son influence a été démontrée lors de la présentation du modèle à évanouissement de Rice (Section 1.3.2). Pour faciliter l'ajustement des paramètres, la documentation du modèle SUI présente six scénarios prédéfinis pour un canal à trois trajets. Ils tiennent compte de conditions de canal très variables. Le tableau II illustre les caractéristiques de chaque scénario.

Tableau II

Caractéristiques des différents scénarios prédéfinis pour le canal SUI

<i>Modèles</i>	<i>Effet Doppler</i>	<i>Facteur K</i>	<i>Étalement du délai</i>	<i>Type de terrain</i>
<i>SUI-1</i>	Faible	Élevé	Faible	C
<i>SUI-2</i>	Faible	Élevé	Faible	C
<i>SUI-3</i>	Faible	Faible	Faible	B
<i>SUI-4</i>	Modérée	Faible	Modérée	B
<i>SUI-5</i>	Élevée	Faible	Élevée	A
<i>SUI-6</i>	Élevée	Faible	Élevée	A

Il est donc possible de créer des scénarios à plus ou moins de trajets et avec les caractéristiques désirées en s'inspirant de ces modèles. D'ailleurs, les scénarios sont définis encore plus en détail dans la documentation.

1.5.4 Simulation

La simulation de ce modèle est semblable à celle des modèles à évanouissements uniformes en fréquence. Le schéma de la figure 12 illustre les modules nécessaires pour générer les coefficients selon la documentation du modèle SUI.

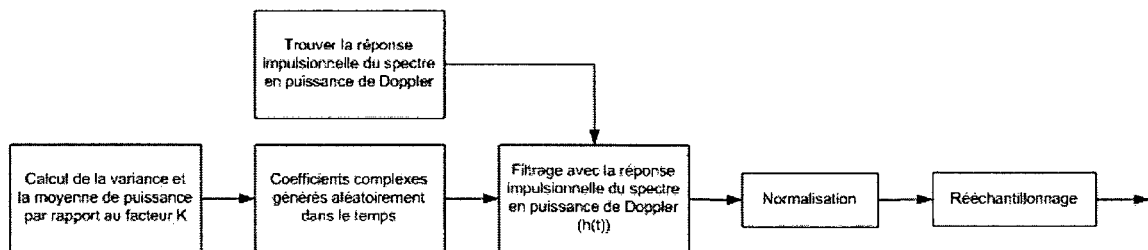


Figure 12 Schéma des étapes pour modéliser le canal SUI

Sous l'environnement *Matlab*, les coefficients du canal, pour la durée totale de simulation, sont générés au préalable à partir d'un script. Ces données sont enregistrées dans un fichier lu par *Simulink*. Le code est présenté à l'annexe 1 du mémoire. Il est inspiré par l'annexe B de la documentation SUI (Erceg, Hari, Smith, Baum, & al, 2003).

CHAPITRE II

COMMUNICATIONS NUMÉRIQUES ET ÉGALISATION

De nos jours, un système de communications numériques peut être caractérisé selon plusieurs techniques et stratégies. Par exemple, le codage, les communications MIMO, les techniques comme l'OFDM (Bahai & Saltzberg, 1999) et le CDMA (Viterbi, 1995) permettent de définir des systèmes très performants. Cependant, tout dépendant du concept que l'on désire démontrer, la modélisation du système peut être très variable. Le but de la première partie de ce chapitre est donc de présenter le système utilisé pour réaliser les simulations. Par la suite, une présentation des architectures d'égalisation considérées permettra de développer une stratégie pour la multiégalisation.

2.1 Système de communication considéré

Le système de communication considéré dans ce document est entièrement en bande de base. Ce choix est motivé étant donné que le sujet à l'étude au niveau traitement numérique du signal. Plus particulièrement, c'est le comportement des égaliseurs qui est analysé. La figure 13 illustre les différentes composantes nécessaires pour modéliser le système et leurs interactions.

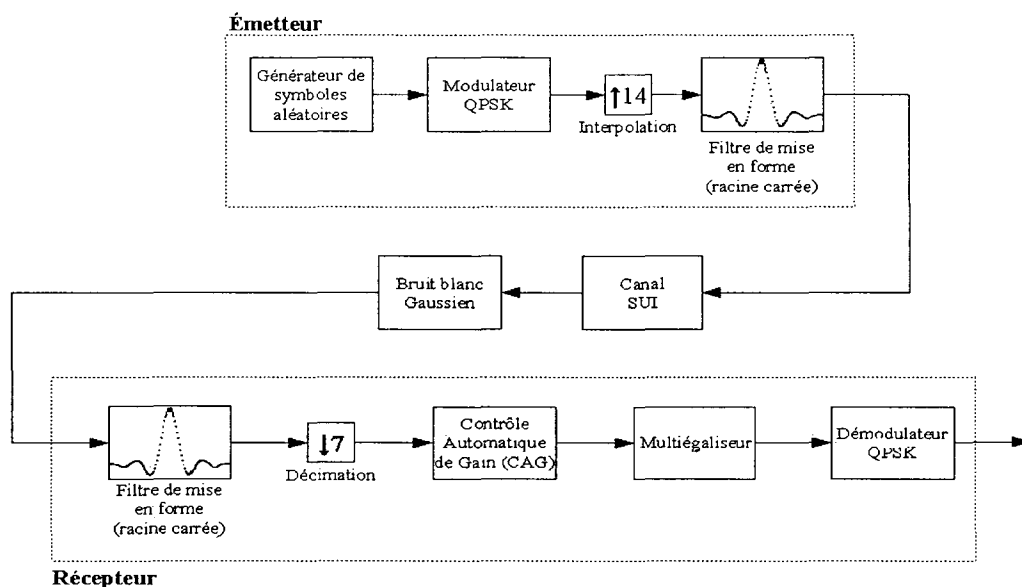


Figure 13 Système de communication modélisé

À l'émetteur, un générateur de données aléatoires et un modulateur QPSK produisent l'information à transmettre. Par la suite, un interpolateur est employé pour allonger la réponse impulsionnelle du signal avant filtrage. Un filtre de mise en forme, de type cosinus surélevé (Square Root Raised Cosine Filter), permet alors de concentrer l'énergie du signal au centre des symboles. C'est ce qui limite la largeur de bande et l'interférence entre symboles. Il a été réalisé avec une fenêtre de Blackman-Harris sur une largeur de 15 symboles. De plus, ce filtre est d'ordre 210 avec un facteur de décroissance (roll-off factor) de 0,3. La figure 14 présente sa réponse impulsionnelle.

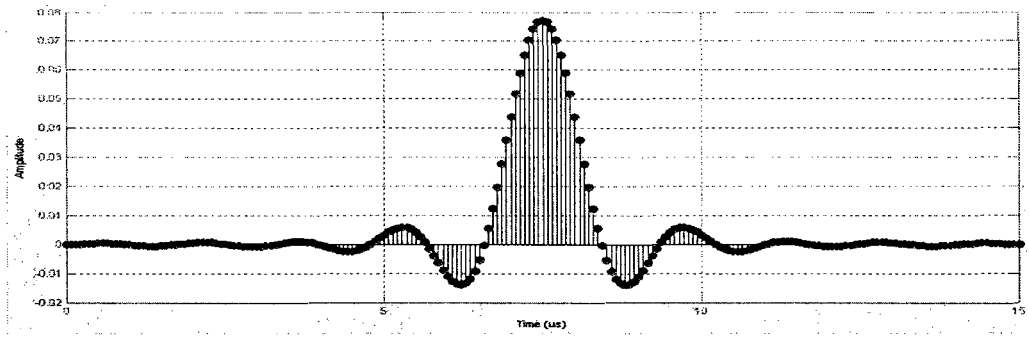


Figure 14 Réponse impulsionnelle du filtre en cosinus surélevé (racine carrée) à 1MSymb/s

Le canal utilisé est donc le modèle SUI présenté à la section 1.5. Ce dernier a principalement été choisi pour ses caractéristiques de communication à point fixe sans trajet en vue directe (NLOS). Un bruit blanc Gaussien est aussi ajouté aux signaux. Le récepteur comme tel est le principal module à l'étude. Tout d'abord, le même filtre de mise en forme qu'à l'émetteur doit être utilisé pour reconstruire le signal. Ensuite, la décimation effectuée est la moitié de l'interpolation réalisée à la source. Ceci correspond à échantillonner deux fois le signal et donc doubler le taux de symboles à l'entrée du multiégaliseur. Cette opération est nécessaire car les égaliseurs utilisés sont espacement fractionnaire. D'ailleurs, les sections qui suivent aborderont les différentes structures d'égalisation et leur réalisation à espacement fractionnaire.

Finalement, avant le multiégaliseur, un contrôle automatique de gain (CAG) permet d'ajuster l'amplitude des symboles à égaliser pour qu'elle demeure toujours dans la même plage. Le signal à l'entrée du CAG est donc multiplié par un certain facteur $|g|$ pour produire la sortie q_n . Le gain G_n est adapté selon

$$G_n = G_{n-1} + \mu(1 - |q_n|^2) \quad (2.1)$$

et

$$|g| = \sqrt{|G_n|} \quad (2.2)$$

où μ est le facteur d'adaptation. D'ailleurs, l'algorithme et la valeur de μ sont très semblables à ceux de l'égaliseur LMS étant la similitude entre les deux algorithmes.

Ce système sera donc utilisé pour réaliser les simulations de ce mémoire. Il permettra d'évaluer les performances théoriques d'un multiégaliseur utilisé dans un système de communication en bande de base, avec propagation à multiples trajets à point fixe et ce sans trajet en vue directe. Par contre, aucun aspect de codage, de synchronisation ou de recouvrement de la porteuse n'est considéré dans ce modèle. Ceci est envisageable, car le système est toujours bien synchronisé en simulations. De plus, tous les déphasages sont compensés par les égaliseurs et l'utilisation du codage ne ferait qu'un décalage de la courbe du taux d'erreurs binaires. Le but ici est de simuler le comportement des égaliseurs utilisés en coopération dans un environnement de propagation bien défini.

2.2 Architectures d'égalisation

Au cours des années, beaucoup de recherches sur l'égalisation ont été effectuées. Cela a permis de développer une grande variété d'architectures et d'algorithmes (Qureshi, 1982) (S. Haykin, 2002) (Farhang-Boroujeny, 1998). Simultanément, l'évolution de la microélectronique a favorisé leur implémentation et les structures peuvent maintenant être de plus en plus complexes. Cependant, le problème est toujours de savoir quel égaliseur utiliser selon le contexte de télécommunication. Les habiletés d'un égaliseur peuvent varier en fonction des conditions du canal. Les performances du système de communication sont alors directement liées au comportement de l'égaliseur choisi. Cette section permet d'étudier les caractéristiques de cinq architectures d'égalisation considérées pour la multiégalisation. La figure 15 illustre la classification des égaliseurs présentés dans ce chapitre selon différentes caractéristiques. Cependant, les égaliseurs en treillis et à maximum de vraisemblance n'ont pas été considérés dans les architectures

retenues. Il a été jugé favorable d'utiliser des égaliseurs ayant des structures semblables pour leur utilisation en mode coopératif.

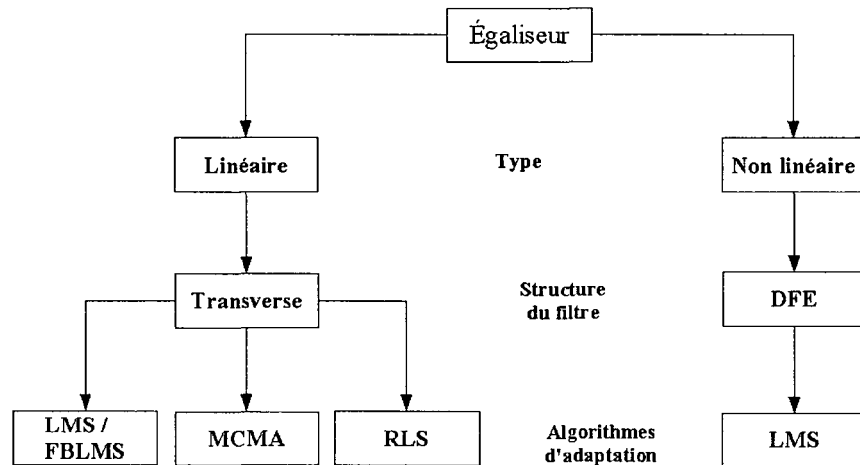


Figure 15 Organigramme de classification des égaliseurs

2.2.1 Notation

Avant de présenter les égaliseurs, il est important de fixer une nomenclature adéquate. La variable y est utilisée ici pour présenter les différents cas possibles.

Un signal en fonction du temps (lettre minuscule) :	y
Vecteur ou matrice (lettre minuscule en caractères gras) :	\mathbf{y}
Vecteur ou matrice en fréquence (lettre majuscule et caractères gras) :	\mathbf{Y}
Multiplication complexe :	$*$
Produit scalaire :	\cdot
L'indice k définit un bloc de données à un certain instant dans le temps :	\mathbf{y}_k
L'indice n représente des instants temporels ($n=0$, c'est le présent)	$y_k(n)$
Transposée d'un vecteur :	\mathbf{y}^T
Conjugué d'un vecteur :	$\bar{\mathbf{y}}$
L'Hermitien (Transposée et le conjugué) d'un vecteur :	\mathbf{y}^H

2.2.2 L'égaliseur linéaire transverse avec adaptation LMS(LTE-LMS)

Ce premier égaliseur est un des plus simples qui existe. Il n'est pas nécessairement le plus performant. Par contre, il est intéressant de le considérer pour la multiégalisation, car la linéarité de sa structure assure une bonne stabilité. Cependant, la convergence de son algorithme est plutôt lente. Un aspect qui le rend intéressant, c'est que sa complexité mathématique, en nombre de multiplications, est plutôt faible comparativement à bien d'autres structures. Il est donc facile à implémenter et il n'utilise pas beaucoup de ressources matérielles.

Le filtre utilisé par cet égaliseur est le filtre linéaire transverse. Cette structure représente physiquement une ligne à délai. Ceci est très représentatif pour un canal de communications, car les délais permettent de séparer temporellement les signaux reçus provenant des divers trajets. Le but du filtre est d'ajuster la puissance provenant des différents trajets de propagation du signal pour empêcher les effets destructeurs et constructeurs sur le signal (évanouissements et interférences entre symboles). La structure complète de l'égaliseur est représentée à la figure 16.

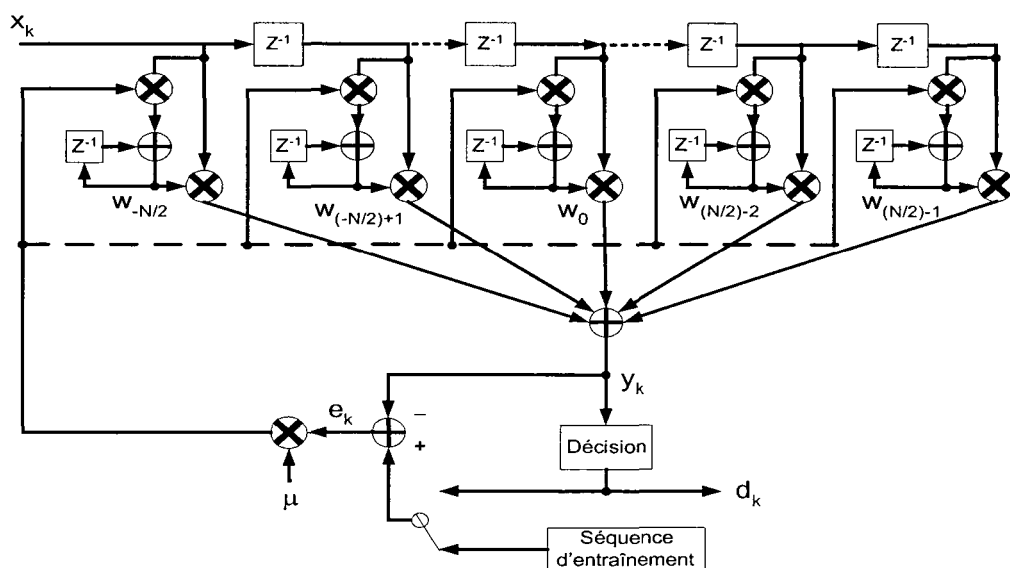


Figure 16 Structure de l'égaliseur LTE-LMS

Mathématiquement, le filtrage se calcule comme suit :

$$y_k = \sum_{n=-N/2}^{(N/2)-1} x_k(n) * \bar{w}_k(n) \quad (2.3)$$

où $x_k(n)$ sont les données dans le filtre et $w_k(n)$ sont les coefficients du filtre. Ceci correspond à un produit scalaire lorsque les données et les coefficients sont représentés sous forme vectorielle.

$$y_k = \mathbf{x}_k \mathbf{w}_k^H \quad (2.4)$$

D'autre part, l'adaptation des coefficients du filtre est calculée à partir de l'erreur où

$$e_k = d_k - y_k \quad (2.5)$$

et les coefficients sont mis à jour selon

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu \bar{e}_k * \mathbf{x}_k \quad (2.6)$$

où μ est le facteur d'adaptation.

Pour bien quantifier la complexité de l'algorithme, il est alors intéressant de compter le nombre total de multiplications d'un égaliseur à N coefficients. Ce calcul est réalisé dans le contexte où l'adaptation des coefficients se fait à chaque nouvel échantillon. Par contre, pour représenter un cas générique, un bloc de N données est considéré. D'ailleurs, le fait de prendre un bloc de N données correspond à faire une convolution temporelle sur une période N. Le tableau III présente en détails la complexité de l'algorithme pour des données complexes.

Tableau III

Complexité pour les différentes étapes de l'algorithme LTE-LMS

<i>Étape de l'algorithme</i>	<i>Nombre de multiplications par échantillon</i>	<i>Nombre de multiplications par bloc de N données (xN)</i>	<i>Complexité totale pour un bloc de N données</i>
Filtrage	4N	4N ²	8N ² + 2N
Adaptation	4N+2	4N ² + 2N	

2.2.3 L'égaliseur linéaire transverse en fréquence avec adaptation FBLMS (FLTE-FBLMS)

Comme le démontre la section précédente, un égaliseur linéaire LMS est une structure peu complexe et assez efficace (Dmochowski & McLane, 2001). Par contre, sa complexité croît de manière quadratique. Pour diminuer la complexité du filtrage effectué, l'égaliseur peut alors être réalisé dans le domaine fréquentiel (Falconer, 2002) (Jablon, 1991). En effet, ceci est possible puisque le filtrage en fréquence, réalisé par convolution, devient de simples multiplications élément par élément. Par contre, dans ce cas, l'utilisation de FFT est nécessaire pour passer du domaine temporel au domaine fréquentiel (Haykin, 2002). Les détails sur la complexité sont analysés plus loin dans cette section.

Cet égaliseur n'est donc pas différent de l'égaliseur temporel. C'est exactement la même structure qui est reproduite, mais avec des FFT et d'autres blocs. Il aura donc le même comportement et sensiblement les mêmes performances. Par contre, le filtrage et l'adaptation doivent absolument être réalisés par blocs de N données. Ceci est imposé par la représentation fréquentielle de l'égaliseur. La figure 17 présente le schéma bloc détaillé de cet égaliseur.

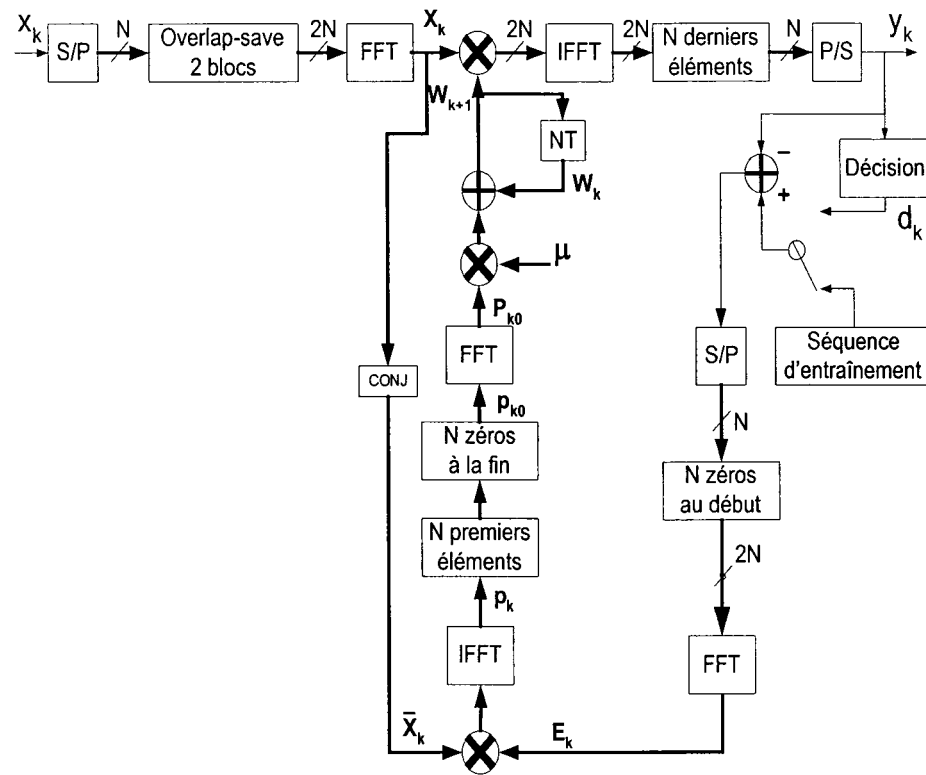


Figure 17 Structure de l'égaliseur FLTE-FBLMS

La figure 18 présente une légende des composantes illustrées sur la figure 17.

S/P	Mise en parallèle des données
P/S	Mise en série des données
Overlap-save 2 blocs	Combinaison de 2 blocs de N données (bloc présent et le bloc précédent)
N derniers éléments	Conserver les N derniers éléments du vecteur
N premiers éléments	Conserver les N premiers éléments du vecteur
N zéros au début	Ajouter N zéros au début du vecteur
N zéros à la fin	Ajouter N zéros à la fin du vecteur
CONJ	Conjugué d'un nombre complexe
NT	Délai de N fois la période des symboles

Figure 18 Légende des différents éléments composant la structure de l'égaliseur FLTE-FBLMS

Bien que son comportement soit identique à l'égaliseur linéaire temporel, différents blocs doivent être ajoutés pour permettre un fonctionnement adéquat de l'égaliseur. Dans un premier temps, des tampons doivent être utilisés pour placer les données en parallèle. De plus, deux blocs de N données doivent être chevauchés (overlap) pour permettre la FFT sur $2N$ points. Les blocs sont celui présent, donc l'instant k et le précédent, l'instant $k-1$. C'est la technique de chevauchement et sauvegarde (Overlap-and-save) qui est utilisée. Cette technique empêche les repliements lors d'une convolution circulaire (Farhang-Boroujeny & Chan, 2000). D'autre part, certains blocs sont utilisés pour extraire un bloc de données et d'autres ajoutent des blocs de zéros.

Le filtrage des données pour l'architecture FLTE-FBLMS est donc une multiplication élément par élément.

$$Y_k = X_k * W_k \quad (2.7)$$

Pour ce qui est de l'adaptation, l'erreur est calculée dans le domaine temporel pour être ensuite transformée en fréquence via l'utilisation d'une FFT. Avant l'adaptation comme telle, la technique de contrainte du gradient doit être appliquée. Ceci impose l'utilisation d'une FFT et d'une IFFT supplémentaires. L'adaptation réalisée est composée des quatre étapes suivantes :

$$a. \quad p_k = IFFT\{\bar{X}_k * E_k\} \quad (2.8)$$

$$b. \quad p_{k0} = \text{Remplacer les } N \text{ derniers éléments de } p_k \text{ par des zéros}$$

$$c. \quad P_{k0} = FFT\{p_{k0}\} \quad (2.9)$$

$$d. \quad W_{k+1} = W_k + \mu P_{k0} \quad (2.10)$$

Un des principaux avantages de l'algorithme LMS en fréquence est que l'adaptation et le filtrage ne sont réalisés seulement qu'une fois par bloc de N données. Cependant, cet algorithme nécessite beaucoup plus de manipulations que son équivalent temporel. En regardant le schéma de la figure 17, ce qui est le plus marquant c'est la présence de trois FFT et de deux IFFT. Ceci a un impact important sur la complexité. En effet, le choix du type de FFT devient crucial. Selon un article de Jablon (1991), il est possible d'obtenir une complexité intéressante en utilisant des FFT dont les papillons sont de type *Radix-2*. Pour réaliser une FFT de $2N$ points, l'algorithme devra utiliser $N \log_2(2N)$ papillons *Radix-2* nécessitant chacune 4 multiplications réelles. La présence du logarithme en base deux montre que ce n'est que pour un grand nombre de coefficients qu'un gain en complexité sera acquis. D'ailleurs, à la fin de cette section les graphiques des figures 19 et 20 comparent la complexité de l'égaliseur temporel et celle de l'égaliseur fréquentiel en fonction de la longueur du filtre. Le nombre de FFT est donc un facteur déterminant

dans l'évaluation de la complexité. Un bilan de complexité de l'algorithme FBLMS est présenté au tableau IV :

Tableau IV

Complexité pour les différentes étapes de l'algorithme FLTE-FBLMS

<i>Étape de l'algorithme</i>	<i>Nombre de FFT</i>	<i>Nombre de multiplications par bloc de N données</i>	<i>Complexité totale pour un bloc de N données</i>
Convertir les données en fréquence	1	-	5 FFT + 24N
Filtrage	-	8N	
Sortie temporelle	1	-	
Convertir l'erreur en fréquence	1	-	
Adaptation	1	8N	
	1	-	
	-	8N	

La complexité d'une FFT avec papillons *Radix-2* dépend donc directement du nombre de points de la FFT. En effet, le nombre de papillons (butterflies) nécessaire pour faire la FFT sur $2N$ points est :

$$N_{\text{papillons}} = N \log_2(2N) \quad (2.11)$$

Dans ce cas, les données temporelles et le résultat de la FFT sont en format complexe. De plus, chaque papillon nécessite 4 multiplications réelles. Si en tout 5 FFT sont nécessaires ($M_{\text{FFT}}=5$)

$$\begin{aligned} N_{\text{mult total}} &= 24N + M_{\text{FFT}} 4N \log_2(2N) \\ &= 24N + 20N \log_2(2N) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Pour mieux évaluer la complexité de cet égaliseur en fréquence, il est intéressant de le comparer à celui temporel en fonction du nombre de coefficients N . Les graphiques des figures 19 et 20 permettent de comparer la complexité de l'égaliseur linéaire temporel à celui en fréquence. La figure 19 permet de visualiser le point de croisement entre les deux courbes. Dans ce cas, N varie de 1 à 25. De plus, à la figure 20 N varie de 1 à 256. Ceci permet de voir que l'écart croît très rapidement lorsque N augmente.

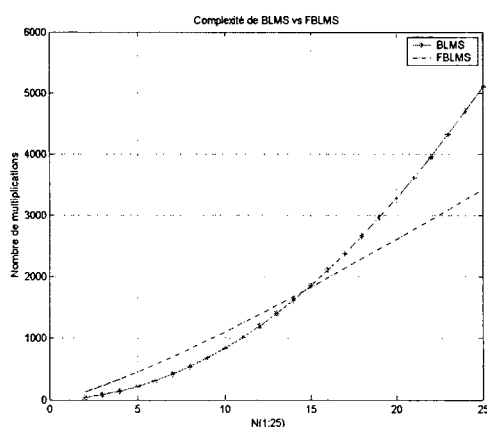


Figure 19 Complexité de l'architecture LTE-LMS versus le FLTE-FBLMS ($N = 1$ à 25)

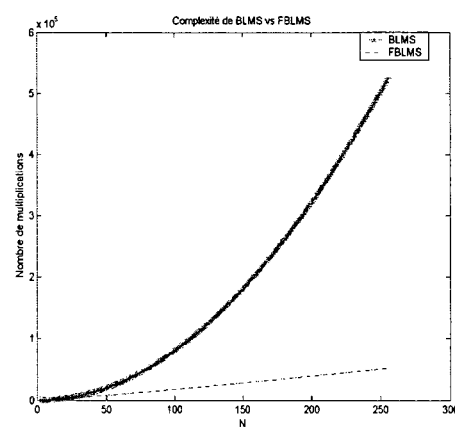


Figure 20 Complexité de l'architecture LTE-LMS versus le FLTE-FBLMS ($N = 1$ à 256)

On voit donc que l'égaliseur en fréquence est très avantageux lorsque l'on désire une réponse impulsionnelle assez longue. Avec seulement 15 coefficients, il devient moins complexe de réaliser un filtre linéaire en fréquence. D'ailleurs, si la FFT peut être réalisée par une structure à papillons *Radix-4*, un gain d'environ 25% en complexité peut être obtenu (Oppenheim & Schaffer, 1975). Pour ce qui est de la convergence, le comportement de cet égaliseur est comparable à son équivalent temporel. Il se comporte aussi très bien en poursuite (tracking). Par contre, plus un l'égaliseur est long plus sa convergence est lente. Le tout a été déterminé par simulations.

2.2.4 L'égaliseur bi-mode MCMA/LMS

Plutôt que de considérer seulement l'égaliseur LTE-LMS, une version aveugle, donc autonome, est privilégiée pour assurer la convergence de l'égaliseur (S. S. Haykin, 2000). En effet, un algorithme aveugle, le MCMA (Modified Constant Modulus Algorithm) est combiné au LMS pour maximiser l'adaptation du filtre (Weerackody & Kassam, 1994). Au départ, c'est l'algorithme aveugle (MCMA) qui adapte les coefficients jusqu'à ce que ce que les symboles à la sortie de l'égaliseur soient situés dans une zone pré-déterminée. La figure 21 illustre les zones délimitées. Lorsque l'égaliseur est bien adapté, l'algorithme LMS devient donc celui privilégié, car il s'adapte directement sur l'erreur en format complexe et non sur le module.

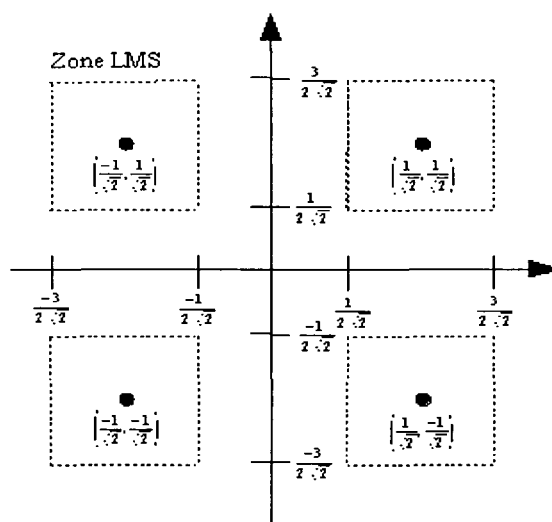


Figure 21 Constellation QPSK avec zones de décision MCMA/LMS

L'algorithme LMS est exactement celui présenté dans la section 2.2.2. Pour ce qui est du MCMA, c'est comme une version modifiée de l'algorithme CMA. L'adaptation se fait sur les deux phases (I et Q) indépendamment. Elle s'effectue donc à partir de la somme des erreurs de chaque phase. L'équation 2.13 illustre le calcul de l'erreur.

$$e_k = e_{k,\Re} + e_{k,\Im} \quad (2.13)$$

et

$$e_{k,P} = y_{k,P} (|y_{k,P}|^2 - R_{QPSK,P}) \quad (2.14)$$

où P est l'indice spécifiant la partie réelle ou imaginaire, $R_{QPSK,P} = 1/2$ et y_k est la sortie de l'égaliseur. Les coefficients sont alors adaptés selon

$$w_{k+1} = w_k - \mu \bar{x}_k e_k \quad (2.15)$$

La complexité de cet algorithme est donc pratiquement la même que celle du LTE-LMS. La seule différence ce sont les deux multiplications pour calculer les $e_{k,R}$ et $e_{k,I}$.

Tableau V

Complexité pour les différentes étapes de l'algorithme LTE-MCMA/LMS

<i>Étape de l'algorithme</i>	<i>Nombre de multiplications par échantillon</i>	<i>Nombre de multiplications par bloc de N données (xN)</i>	<i>Complexité totale pour un bloc de N données</i>
Filtrage	4N	4N ²	8N ² + 4N (LMS) et 8N ² + 3N (MCMA)
Adaptation LMS	4N+4	4N ² + 4N	
Adaptation MCMA	4N+3	4N ² + 3N	

La différence de complexité est négligeable et l'utilisation de cet algorithme permet d'obtenir un égaliseur autodidacte qui assure une convergence de l'égaliseur.

2.2.5 L'égaliseur à retour de décision (DFE)

Les deux premières architectures présentées étaient sensiblement identiques à l'exception du domaine de représentation. Pour ce qui est de l'égaliseur à retour de décision, il sera utilisé dans sa forme la plus commune, soit dans le temps. Une fois de plus, la structure est très semblable et l'algorithme d'adaptation est encore une fois LMS. L'algorithme est donc pratiquement identique à celui du LTE-LMS.

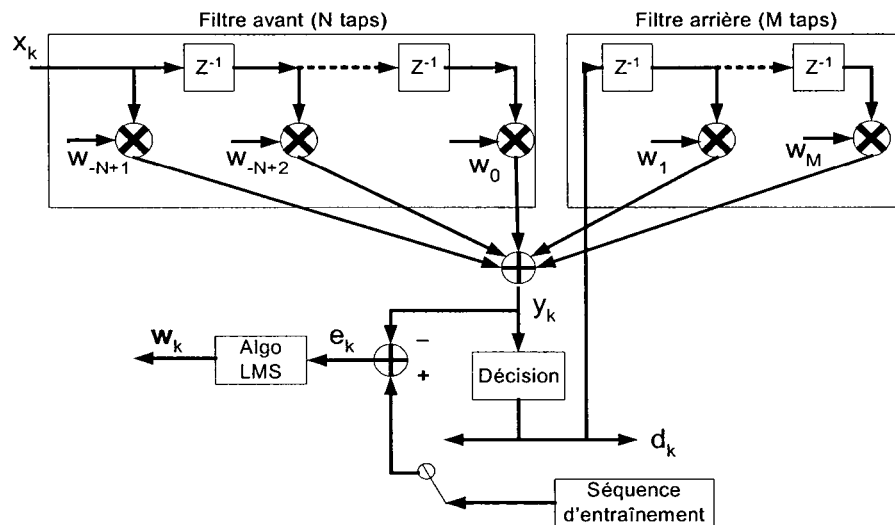


Figure 22 Structure de l'égaliseur DFE

Tout comme l'égaliseur linéaire transverse temporel, cette structure (figure 22) possède un filtre RIF (filtre avant sur la figure). Cependant, dans cette architecture un filtre arrière est présent. C'est ce dernier qui apporte la récursivité à la structure, car les données à son entrée proviennent des décisions prises à la sortie de l'égaliseur. Ce filtre est aussi RIF, mais la combinaison des deux est de type RII. Il peut donc être instable et faire diverger l'égaliseur dans certaines conditions. Pour limiter cet effet, la longueur de sa réponse impulsionnelle est généralement assez courte.

L'égaliseur DFE aura pratiquement le même comportement que le LTE-LMS. Par contre, étant donné la présence du filtre arrière, l'algorithme converge plus rapidement. De plus,

il permet en général d'obtenir de meilleures performances qu'avec un simple égaliseur linéaire transverse.

La complexité est la même que pour l'égaliseur linéaire temporel si l'on considère que la longueur totale $N'=(M+N)$ correspond à la longueur N utilisée pour mesurer la complexité de l'égaliseur LTE-LMS. Cependant, pour une modulation QPSK le filtre arrière n'est qu'un changement de signe. La complexité est réduite légèrement.

2.2.6 L'égaliseur récursif (RLS)

Une fois de plus, c'est le filtre linéaire transverse qui est utilisé. Par contre, l'algorithme d'adaptation est différent, car il est récursif (Recursive Least Square) et tient compte des statistiques accumulées. Les détails de l'algorithme RLS se retrouvent dans (Haykin, 2002) (Ragunath, 1994). Le filtrage est donc

$$y_k = \mathbf{x}_k * \mathbf{w}_k^H \quad (2.16)$$

Par la suite, le vecteur de gain doit être calculé selon

$$\mathbf{k}_k = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}_{k-1} * \mathbf{x}_k}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}_k^H * \mathbf{P}_{k-1} * \mathbf{x}_k} \quad (2.17)$$

où λ est le facteur d'oubli (constante près de 1) et \mathbf{P} est la matrice de corrélation inverse du canal. Elle doit être calculée à partir de l'équation

$$\mathbf{P}_k = \lambda^{-1} \mathbf{P}_{k-1} - \lambda^{-1} \mathbf{k}_k * \mathbf{x}_k^H * \mathbf{P}_{k-1} \quad (2.18)$$

Pour ce qui est de l'adaptation, l'erreur a priori est

$$\xi_k = d_k - \mathbf{w}_{k-1}^H * \mathbf{x}_k, \quad (2.19)$$

et la mise à jour des coefficients est la suivante

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_{k-1} + k_k * \bar{\xi}_k. \quad (2.20)$$

À première vue, cet égaliseur est donc beaucoup plus complexe que les quatre autres étudiés précédemment. Par contre, il a l'avantage de converger très rapidement vers une solution optimale. En ce qui a trait à la poursuite après convergence, cet égaliseur est assez performant. En terme de complexité, il est à noter que des versions optimisées pour diminuer la complexité existent (Haykin, 2002). Cependant, le tableau VI aborde la complexité brute de cet algorithme :

Tableau VI

Complexité pour les différentes étapes de l'algorithme LTE-RLS

<i>Étapes de l'algorithme</i>	<i>Nombre de multiplications par échantillon</i>	<i>Nombre de multiplications par bloc de N données (xN)</i>	<i>Complexité totale pour un bloc de N données</i>
Filtrage	4N	4N ²	24N ² + 12N + 8
Vecteur de gain	4N ² + 8N + 4 (La division est négligée)	4N ² + 8N + 4 (Réalise 1 fois par bloc)	
Erreur à priori	4N	4N ²	
Adaptation	4N	4N ²	
Matrice de corrélation inverse	8N ² + 4N + 4	8N ² + 4N + 4 (Réalise 1 fois par bloc)	

La complexité de cet égaliseur est donc environ trois fois supérieure à celle de l'égaliseur linéaire transverse avec adaptation LMS. De plus, une division, très coûteuse en terme de complexité, n'est pas considérée dans les calculs.

2.2.7 Résumé des caractéristiques des égaliseurs présentés

Suite à la présentation de ces différentes architectures d'égalisation, un petit résumé permet d'avoir une vue d'ensemble des caractéristiques de chacun. C'est ce qui permet de justifier leur utilisation pour réaliser l'architecture de multiégalisation.

Tableau VII

Tableau résumé des caractéristiques des égaliseurs

<i>Égaliseur</i>	<i>Convergence et poursuite</i>	<i>Possibilité de divergence</i>	<i>Complexité (qualitative)</i>	<i>Complexité complexe (quantitative)</i>
LTE-LMS	Lente	Non	Faible	$8N^2 + 4N$
FLTE-FBLMS	Lente	Non	Moyenne	$5FFT + 24N$
LTE-MCMA/LMS	Lente	Non	Faible	$8N^2 + 4N$
DFE-LMS	Lente	Oui	Faible	$8(N')^2 + 4N'$
LTE-RLS	Rapide	Oui	Très élevée	$24N^2 + 12N + 8$

Étant donné que les égaliseurs LTE-LMS et LTE-MCMA/LMS n'apportent rien de plus que les trois autres égaliseurs, ils ne seront pas candidats pour la multiégalisation.

2.3 Égalisation à espacement fractionnaire

Les égaliseurs FLTE-FBLMS, DFE-LMS et LTE-RLS seront donc utilisés pour concevoir le multiégaliseur. Cependant, lors de la réalisation matérielle d'un égaliseur, il est plutôt rare de le faire avec un filtre linéaire transverse ayant des coefficients espacés au taux de symboles. En effet, la correction de l'interférence entre les symboles n'est pas optimale car il est alors difficile de déterminer l'instant d'échantillonnage optimal (Gitlin & Weinstein, 1981). Pour améliorer la correction de phase apportée, un espacement inférieur au taux de symboles est à privilégier. Dans ce cas-ci, le filtre sera représenté avec un espacement de $\frac{1}{2}$, donc les données arrivent à deux fois le taux de symboles au

récepteur. Le filtre implémenté aura donc besoin de deux fois plus de coefficients pour couvrir la même réponse impulsionnelle qu'à espacement simple.

La réalisation d'un égaliseur à espacement fractionnaire des coefficients permet, de manière adaptative, de réaliser un récepteur linéaire optimal. En effet, ceci équivaut à utiliser un filtre de détection optimale (matched filter) suivi d'un égaliseur. Le filtre adaptatif permet alors de corriger de plus sévères délais de distorsion et de compenser tout délai de phase (Gitlin & Weinstein, 1981).

Considérons le signal suivant,

$$r(t) = \sum_m \alpha_m f(t - mT) + v(t) \quad (2.21)$$

où α_m est la séquence de données discrètes, $1/T$ le taux de symboles, $f(t)$ la réponse impulsionnelle du canal et $v(t)$ le bruit additif. La figure 23 montre la transformée de Fourier de $f(t)$. Il y a donc un excès de la largeur de bande d'un facteur α .

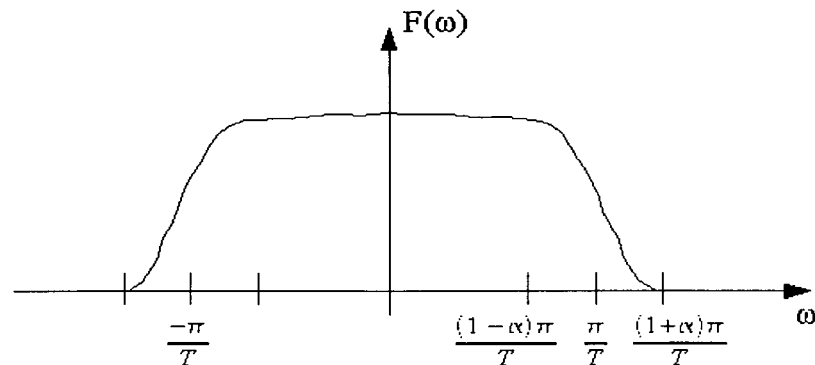


Figure 23 Transformée de Fourier en bande de base du signal $f(t)$ de l'équation 2.1

La réponse en fréquence périodique d'un égaliseur à espacement fractionnaire est

$$C_{T'}(\omega) = \sum_l c_l e^{-j\omega l T'} \quad (2.22)$$

où c_l représente chaque coefficient de l'égaliseur. Graphiquement, la fonction de transfert est représentée à la figure 24. Le filtre permet alors de corriger l'excès dans la bande passante avant qu'elle ne cause de l'interférence.

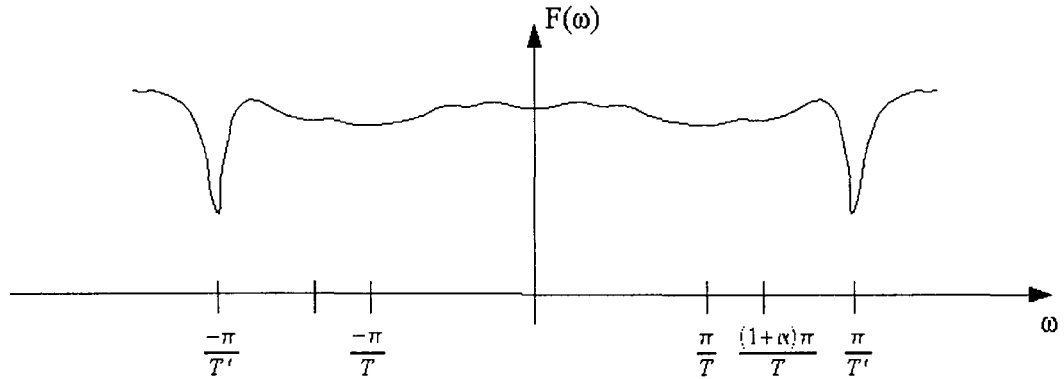


Figure 24 Fonction de transfert d'un égaliseur à espacement fractionnaire

$C_T(\omega)$ compense donc la distorsion de phase en ajoutant un facteur $e^{j\omega T'}$. La réponse en fréquence du signal de l'égaliseur et du canal combinés est donc

$$H_{T'}(\omega) = C_{T'}(\omega) F(\omega) e^{j\omega T'} \quad \text{et} \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T'} \quad (2.23)$$

Par contre, pour réaliser ceci en pratique, une simple modification des quatre architectures est nécessaire. La seule chose à respecter est que les coefficients doivent toujours être adaptés lorsque les symboles sont alignés sur les instants non fractionnaires (échantillons correspondant aux symboles) du filtre. L'adaptation se fera donc toujours au taux de symboles. Pour ce qui est du filtrage, le tampon de données, à l'entrée du

filtre, doit être échantillonné une fois sur deux. Pour l'égaliseur linéaire en fréquence l'algorithme fonctionne par bloc de données avec chevauchement. Le filtrage doit être réalisé deux fois plus souvent qu'à espacement simple. À la sortie du filtre, la moitié des symboles temporels ne sont donc pas valides, car ils correspondent aux instants fractionnaires. Avant de convertir le vecteur d'erreurs en fréquence, les erreurs correspondantes aux instants fractionnaires (échantillons entre les symboles) doivent être fixés à zéro. Dans le domaine temporel, ceci correspond à adapter une fois sur deux.

2.4 Conclusion

Cette section a tout d'abord permis d'établir un système de télécommunication pour mettre en contexte l'architecture de multiégalisation. C'est donc le système de la figure 13 qui est modélisé pour évaluer les performances du multiégaliseur. D'autre part, différentes architectures d'égalisation ont été présentées pour évaluer la diversité possible. Parmi les différentes architectures, les égaliseurs FLTE-FBLMS, DFE et RLS qui ont été privilégiés pour l'étude des prochains chapitres. Enfin, leur utilisation sera à espacement fractionnaires car il est difficile de déterminer l'instant d'échantillonnage optimal lors d'une réalisation matérielle.

CHAPITRE III

EFFET DU PROFIL DE DÉLAI ET DES ÉVANOUISSEMENTS DOPPLER

Les conditions du canal pouvant être très différentes, tout dépendant de la position de l'antenne de réception par rapport à celle du transmetteur, Le meilleur égaliseur à considérer dépend alors de ses capacités algorithmiques pour s'adapter à cette situation. Le contexte de télécommunication constitue donc ce qui influence le plus le choix d'une structure d'égalisation. Par exemple, la variation du profil de délai (longueur des échos) représente une situation bien réelle. Dans le cas où les échos du canal sont courts, un DFE devrait être une structure très performante. Cependant, si les échos sont plutôt longs, l'égaliseur à privilégier devrait théoriquement avoir une longue réponse impulsionnelle. La première partie de ce chapitre a donc pour but de comparer l'utilisation d'un égaliseur très performant, le DFE-LMS versus un FLTE-FBLMS de réponse impulsionnelle plus longue. Cette analyse permet alors d'étudier la variation du profil de délai (longueur des échos) du canal sur deux égaliseurs. On démontre qu'un égaliseur est préférable à un autre dans certaines conditions. Par la suite, une deuxième étude a pour but de comparer les capacités d'un égaliseur RLS versus un DFE-LMS. Le canal utilisé aura des évanouissements Doppler rapides. Étant donné que l'architecture RLS est reconnu pour sa rapidité de convergence (Haykin, 2002), il devrait permettre des performances supérieures dans ce cas. Le but des simulations de ce chapitre est donc de justifier, en fonction des conditions du canal, qu'un égaliseur sera privilégié tout dépendant de ses habiletés algorithmiques et des caractéristiques de son implémentation.

3.1 Paramètres de simulation

Avant d'effectuer les simulations, certains paramètres doivent être fixés. Dans un premier temps, la taille et le facteur d'adaptation des égaliseurs sont choisis selon la stratégie employée. Ensuite, les paramètres du canal permettront d'établir les conditions associées à différents scénarios de télécommunication.

3.1.1 Caractéristiques des égaliseurs

Le but de l'analyse du profil de délai est donc de réaliser deux égaliseurs, un long en fréquence et un court temporel, afin de les soumettre à différentes longueurs d'échos dans le canal. L'égaliseur en fréquence réalisé comporte 256 coefficients et un facteur d'adaptation μ de 0,001. Il est privilégié pour couvrir une longue réponse impulsionnelle. Par conséquent, la convergence de son algorithme est ralentie. Pour ce qui est du DFE, il est utilisé avec 32 coefficients pour le filtre avant et 4 pour la rétroaction. Son facteur d'adaptation μ est fixé alors à 0,01. La convergence de ce dernier sera nécessairement plus rapide. Il est à noter que les facteurs d'adaptation ont été fixés suite à différentes études sur le comportement des égaliseurs en variant μ .

Ce qui a principalement motivé le choix des paramètres d'égalisation c'est le nombre de multiplications (complexité) pour les réaliser. Le tableau VIII présente une comparaison de la complexité mathématique des trois égaliseurs considérés dans cette section. Les calculs ont été effectués à partir des équations de la section 2.2.

Tableau VIII

Comparaison du nombre de multiplications pour les algorithmes d'égalisation du DFE, FLTE et RLS

<i>Dimension</i>			
<i>Égaliseurs</i>	<i>16 coefficients</i>	<i>36 coefficients</i>	<i>256 coefficients</i>
DFE-LMS	2 112	10 512	525 312
	132/coef.	292/coef.	2 052/coef.
FLTE-FBLMS	1 984	5 307	52 224
	124/coef.	147/coef.	204/coef.
RLS	6 344	31 544	1 575 944
	397/coef.	876/coef.	6 156/coef.

En réalisant l'égaliseur de 256 coefficients en fréquence, un gain en complexité d'environ dix fois est obtenu par rapport au DFE-LMS. D'ailleurs, la complexité du DFE à 36 coefficients est environ cinq fois moindre à celle du FLTE-FBLMS à 256 coefficients. Ce dernier couvre par contre une réponse impulsionnelle près de huit fois plus longue. Le gain en complexité est donc plutôt intéressant.

Pour ce qui est de l'algorithme RLS, il demande une grande quantité de calculs. Il sera étudié pour observer son comportement lorsque les évanouissements dans le canal sont rapides. Il a été choisi avec une courte réponse impulsionnelle de 16 coefficients. Ceci améliorera la vitesse d'adaptation de l'algorithme. De plus, il est même moins complexe que le DFE à 36 coefficients. Ses caractéristiques favorisent donc la correction de variations rapides des évanouissements Doppler pour des échos courts. Pour optimiser la rapidité de convergence, le facteur d'oubli (λ) est fixé à 0,99. En effet, s'il était plutôt de 0,999 ou même 0,9999 la précision de l'adaptation serait améliorée, mais ceci diminue la vitesse de convergence.

3.1.2 Caractéristiques du canal

Trois contextes de télécommunication seront considérés pour étudier les trois filtres adaptatifs utilisés par le multiégaliseur. Tout d'abord, la variation du profil de délai sera considérée. Le premier cas est un canal comportant uniquement des échos courts. Celui-ci permet de comparer les performances de deux égaliseurs aux réponses impulsionnelles beaucoup plus longues que les échos présents dans le canal. Par la suite, le scénario opposé, des échos longs seulement, sera envisagé pour déterminer si l'égaliseur fréquentiel est plus efficace dans cette situation que le DFE. Finalement, un canal avec des variations Doppler rapides permettra d'étudier l'égaliseur RLS.

Le canal SUI est utilisé pour modéliser les contextes de télécommunication. Dans le tableau IX, une vue d'ensemble des paramètres utilisés dans les simulations de cette section est présentée. Par rapport aux contextes SUI pré-définis dans la documentation, celui utilisé se rapproche du SUI-6 (Erceg, Hari, Smith, Baum , & al, 2003). Par contre, deux trajets ont été ajoutés. De plus, l'effet Doppler est un peu plus accéléré pour une question de temps de simulation.

Tableau IX

Paramètres du canal SUI utilisés dans les simulations de la Section 3.2 et 3.3

Canal SUI	Nombre de coefficients générés	N coefficients complexes aléatoires	N = 100				
		Taux éch.	OR = 1×10^3				
		Répétition des données	Répéter 1000 fois chaque vecteur de coefficients $OR \times 1000 = 1e^6 =$ Taux symboles				
	Trajets	Nombre de trajets	L = 5				
		Délai p/r au trajet fixe (en μs)	$\tau_1=0$	$\tau_2=1$	$\tau_3=2$	$\tau_4=20$	$\tau_5=50$
		Puissance p/r au trajet fixe (en dB)	0	-10 et -55	-15 et -55	-10 et -55	-15 et -55
		Facteur K	1	0	0	0	0
	Doppler	f_m de l'étalement Doppler	$f_m = 4Hz$ et $40Hz$				
		Spectre de Doppler sur M points	M = 256				

3.2 Analyse des égaliseurs DFE-LMS et FLTE-FBLMS pour des variations du profil de délai

Deux différents scénarios de simulations sont présentés dans cette section. Les paramètres de simulation pour chacun sont identiques. Le nombre de symboles QPSK transmis par simulation est de $10e^6$ symboles. La durée totale est alors de dix secondes. D'autre part, pour tracer les courbes de taux d'erreurs binaires (TEB), le rapport signal à bruit varie entre 0 et 30 dB par incrément de 10 dB. Une période d'entraînement de 500 symboles est aussi utilisée pour faciliter la convergence. Elle doit être assez longue pour permettre à l'égaliseur fréquentiel de converger. De plus, elle est transmise périodiquement à toutes les 10000 symboles. C'est donc un ratio de 5%. Il serait possible

de la répéter moins fréquemment et ce sans pour autant détériorer les performances des égaliseurs. Ce ratio a été favorisé pour faciliter la convergence du DFE après une période de divergence.

3.2.1 Canal avec échos courts et puissance des échos longs négligeable

Ce premier scénario permet d'analyser le comportement des deux égaliseurs considérés avec un canal à trois trajets de propagation sans vue directe (NLOS). Pour ce faire, la puissance moyenne des échos à 1 et 2 μs sont fixés à -10dB et -15dB respectivement. Les échos longs, à 20 et 50 μs , sont plutôt réduits à -55dB pour empêcher qu'ils aient une influence quelconque sur les signaux reçus. L'étalement du délai (Delay spread) correspondant est alors de 0,432 μs . Pour cette simulation, les figures 25 et 26 montrent respectivement les variations d'amplitude du canal et l'erreur quadratique moyenne (EQM) égaliseurs sur une période de cinq secondes. Le rapport E_b/N_0 est de 30dB.

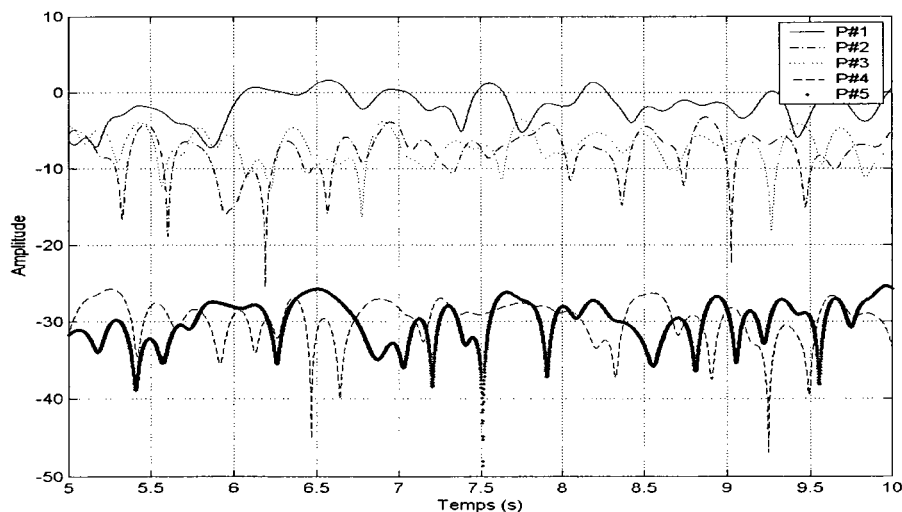


Figure 25 Variations d'amplitude du canal pour des échos courts avec E_b/N_0 de 30dB

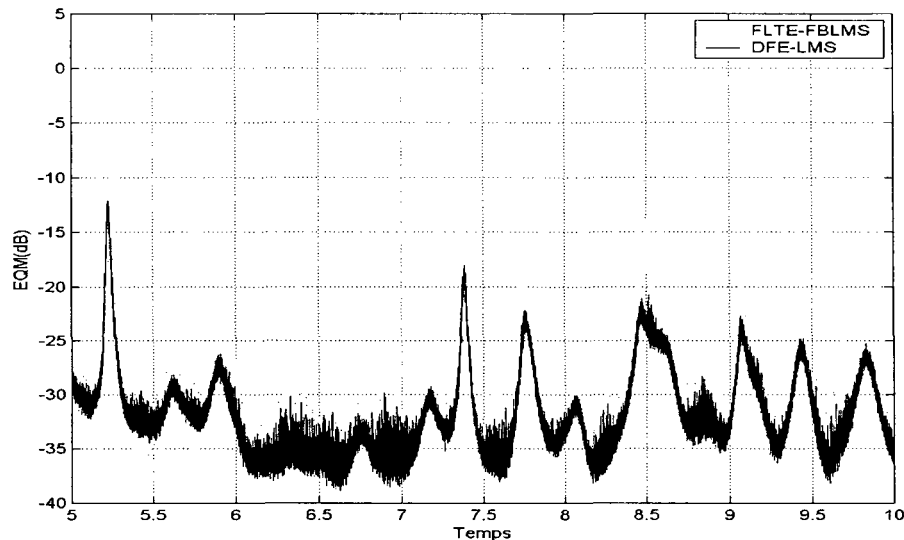


Figure 26 EQM pour des échos courts avec E_b/N_0 de 30dB

Dans un premier temps, lorsque la puissance du premier trajet devient inférieure à celle d'un des échos, l'EQM augmente rapidement. La fonction de transfert du canal devient alors à phase non minimale. Les zéros deviennent alors à l'extérieur du cercle unitaire. À ce moment un changement de phase de 180 degrés est observable. Sur la figure 26, c'est autour 5,2s, 7,75s et 9,4s qu'il y a ces fluctuations de phase. À ces instants, l'EQM de l'égaliseur fréquentiel augmente considérablement et dépasse même les -10dB. Ceci cause des erreurs de détection des symboles. Par contre, l'égaliseur DFE demeure stable et assure une EQM inférieure à -10dB. C'est d'ailleurs pourquoi le DFE n'a pas fait d'erreurs à 30dB sur la courbe de TEB de la figure 29 présentée plus loin. Les figures 27 et 28 présentent les mêmes courbes, mais pour un rapport E_b/N_0 de 10dB.

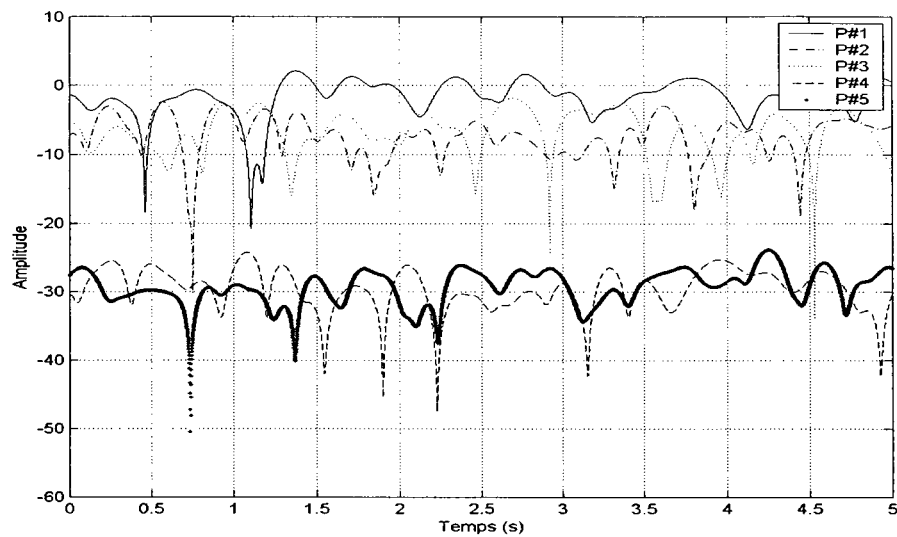


Figure 27 Variations d'amplitude du canal pour des échos courts avec E_b/N_0 de 10dB

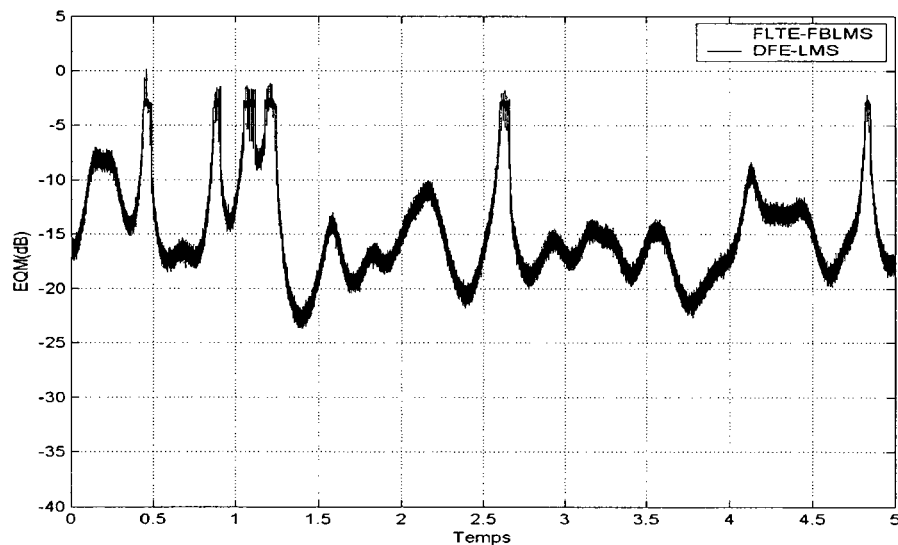


Figure 28 EQM pour des échos courts avec E_b/N_0 de 10dB

Il est à noter que l'EQM du FLTE-FBLMS (figure 28) est confondue sur presque toute la simulation. Avec un rapport signal à bruit plus faible, l'influence du passage à phase minimale est beaucoup plus difficile pour le DFE. Dans ce cas, l'égaliseur fréquentiel

converge plus rapidement que le DFE. La durée des périodes de divergence est aussi plus longue. Par contre, en général l'EQM des égaliseurs est semblable. La durée et les probabilités de divergence dépendent donc directement du rapport signal sur bruit. Plus il est élevé moins l'influence des échos est perceptible par les égaliseurs. La figure 29 montre la courbe de TEB obtenue pour cette première simulation de dix secondes.

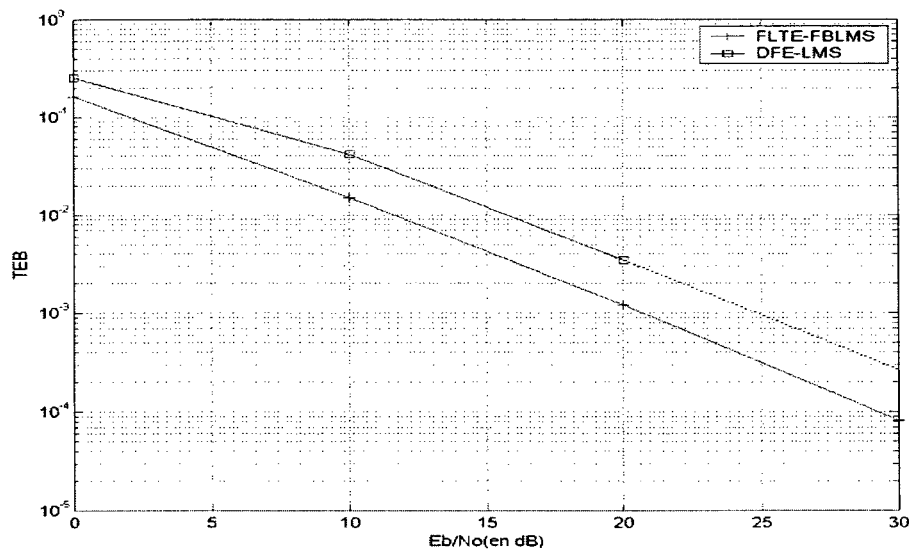


Figure 29 TEB des égaliseurs pour une simulation de 10s et un canal avec des échos courts

Cette courbe de TEB démontre que globalement les performances de l'égaliseur fréquentiel sont supérieures à celle du DFE. L'écart est cependant plutôt faible et s'explique par une convergence plus lente du DFE après changement de phase. Ceci est vrai pour tous E_b/N_0 sauf à 30dB. Dans ce cas, le DFE est moins sensible aux transitions et ne fait pas d'erreurs pour la durée de simulation. La ligne pointillée montre la tendance du TEB pour le DFE. Pour appuyer les résultats de cette première simulation avec échos courts, voici une deuxième courbe de TEB (figure 30) réalisée pour une simulation de cinq secondes.

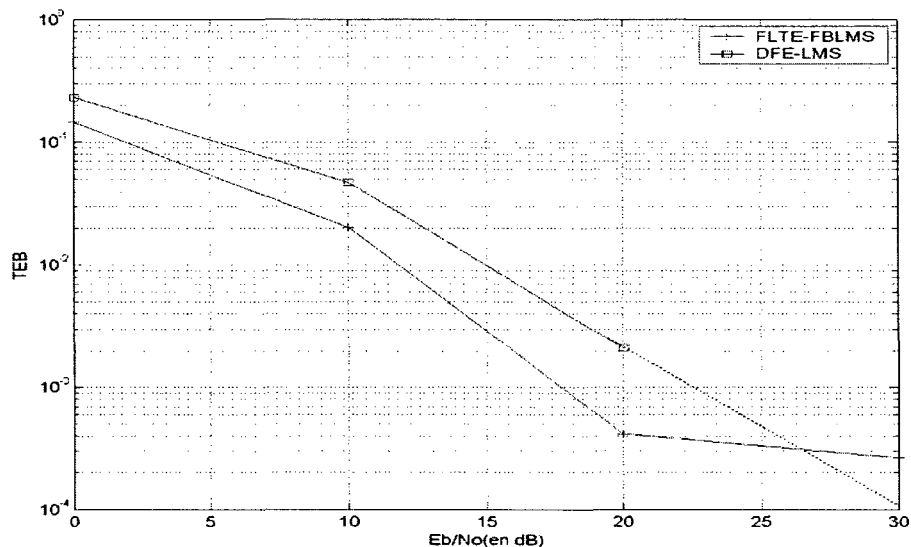


Figure 30 TEB des égaliseurs pour une simulation de 5s pour un canal avec des échos courts

Cette deuxième simulation démontre une fois de plus qu'avec un rapport signal sur bruit de 30dB le DFE ne commet plus d'erreurs. D'ailleurs, l'écart entre les deux courbes est toujours faible, mais l'évolution globale est différente au cas précédent. Ceci est probablement dû à la durée de la simulation.

Ce premier contexte de télécommunication a donc permis de voir qu'en présence d'échos courts, c'est en général le DFE qui donne les meilleures performances en terme d'EQM. Cependant, certaines périodes de divergence génèrent des salves d'erreurs qui l'empêchent d'obtenir un bon TEB. Il est cependant excellent pour un rapport E_b/N_0 élevé. Pour ce qui est du FLTE-FBLMS, il donne des performances plus constantes, mais son EQM est généralement supérieure à celle du DFE. Il est lui aussi très sensible aux changements de phase du canal.

3.2.2 Canal avec échos longs et puissance des échos courts négligeable

En présence d'échos longs, il est alors intéressant d'analyser le comportement d'un égaliseur DFE ayant une réponse impulsionnelle plus courte que les échos dans le canal. De plus, l'égaliseur en fréquence est étudié pour déterminer s'il permet efficacement la correction de longs échos. Ceci est toujours dans un contexte sans trajet en vue directe. Dans ce cas, la puissance des échos courts est fixée à -55 dB et celle des échos longs à -10 dB et -15dB. L'étalement du délai est alors de 9,76 μ s. Ce délai est de vingt fois supérieur au délai du scénario précédent.

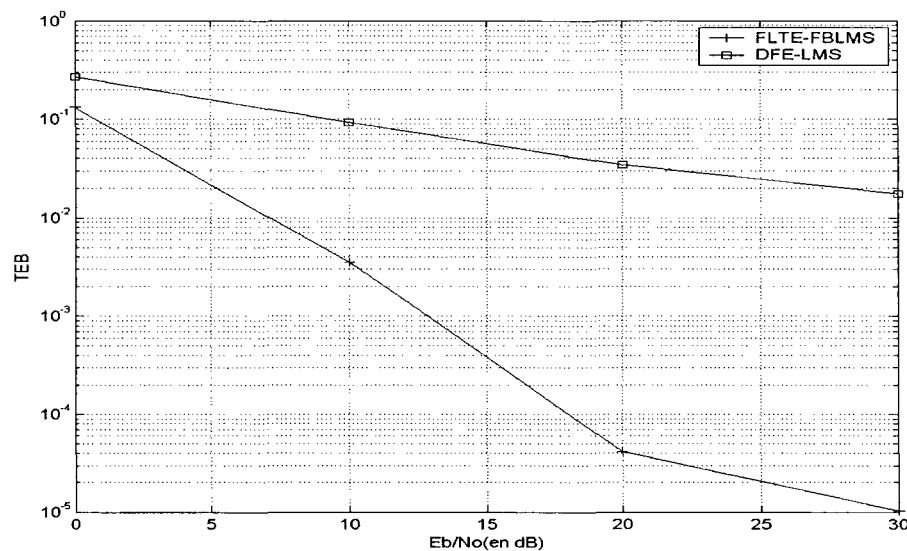


Figure 31 TEB des égaliseurs pour un canal avec des échos longs

Pour ce contexte de propagation, l'écart entre les deux courbes de la figure 31 est maintenant très grand. D'ailleurs, il augmente en fonction du rapport E_b/N_0 . Ceci est explicable en raison de la réponse impulsionnelle trop courte pour le DFE. Ainsi le TEB du DFE est toujours supérieur à 10^{-2} . Pour sa part, le TEB de l'égaliseur en fréquence diminue très rapidement en fonction de E_b/N_0 . Il est donc beaucoup plus performant qu'un DFE en présence d'échos longs. Les figures 32 et 33 montrent respectivement les

variations d'amplitude du canal et l'évolution de l'EQM sur les deux premières secondes de la simulation.

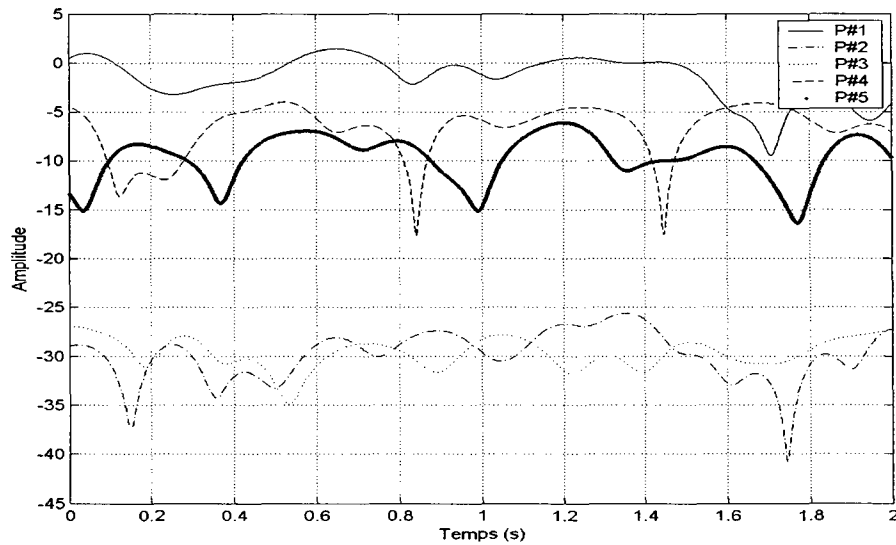


Figure 32 Variations d'amplitude du canal pour des échos longs avec E_b/N_0 de 20dB

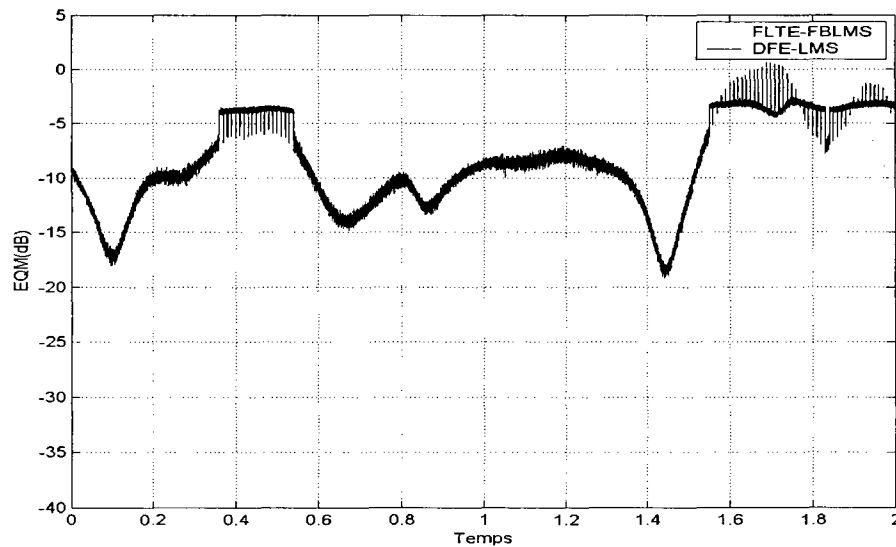


Figure 33 EQM pour des échos longs avec E_b/N_0 de 20dB

Comparativement au scénario avec échos courts, l'écart entre les EQM est beaucoup plus grand. La plupart du temps, la différence est même supérieure à 5dB. Ceci est tout à fait ce qui était prévu au départ. L'égaliseur fréquentiel a de meilleures capacités pour corriger de longs échos. Pour le DFE, les périodes de divergence sont maintenant plus longues que précédemment. Elles surviennent aussitôt que la puissance du premier trajet devient près de celle des échos. Il est donc limité par la longueur de sa réponse impulsionnelle. C'est ce qui se produit autour de 400ms et de 1,5s jusqu'à la fin. Les fluctuations de l'EQM de l'égaliseur en fréquence dépendent plutôt de l'écart entre le trajet principal et les longs échos. Plus l'écart est élevé plus l'EQM sera faible. Ce comportement est valide que la phase soit minimale ou non minimale. Cet égaliseur est donc suffisamment performant avec une longue réponse pour être utile en multiégalisation.

3.3 Analyse des égaliseurs DFE-LMS et RLS pour des variations Doppler rapides

Ce troisième scénario de simulation diffère légèrement. Dans ce cas, les échos sont uniquement courts et la vitesse des évanouissements Doppler est augmentée d'un facteur dix. La durée des simulations est réduite à une seconde, donc 1×10^6 symboles. Ceci permet de conserver le même nombre d'évanouissements durant la simulation. La figure 34 présente la courbe de TEB obtenue pour ce scénario.

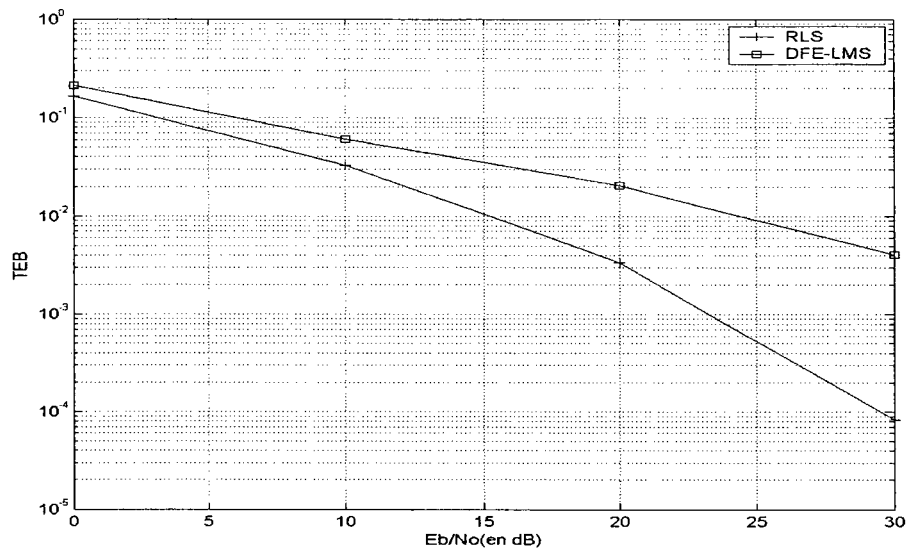


Figure 34 TEB des égaliseurs pour un canal avec variations Doppler rapides ($f_m=40\text{Hz}$)

L'écart entre les deux courbes croît plus le rapport signal sur bruit augmente. L'égaliseur RLS est donc très efficace comparativement au DFE pour des évanouissements Doppler rapides. Par contre, les performances de ce dernier diminuent lentement et ne plafonnent pas lorsque le rapport E_b/N_0 augmente. Les figures 35 et 36 permettent de voir le comportement des égaliseurs en fonction des variations du canal.

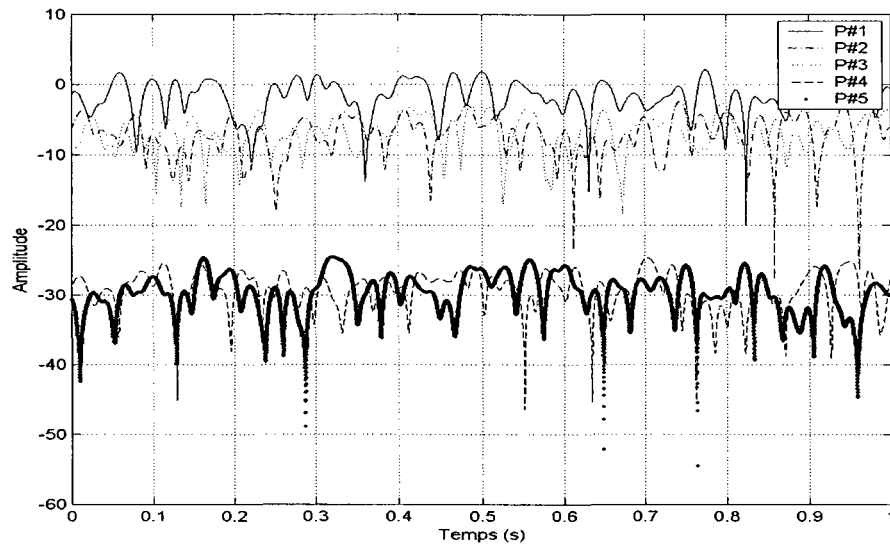


Figure 35 Variations d'amplitude du canal pour $f_m=40\text{Hz}$ avec E_b/N_0 de 30dB

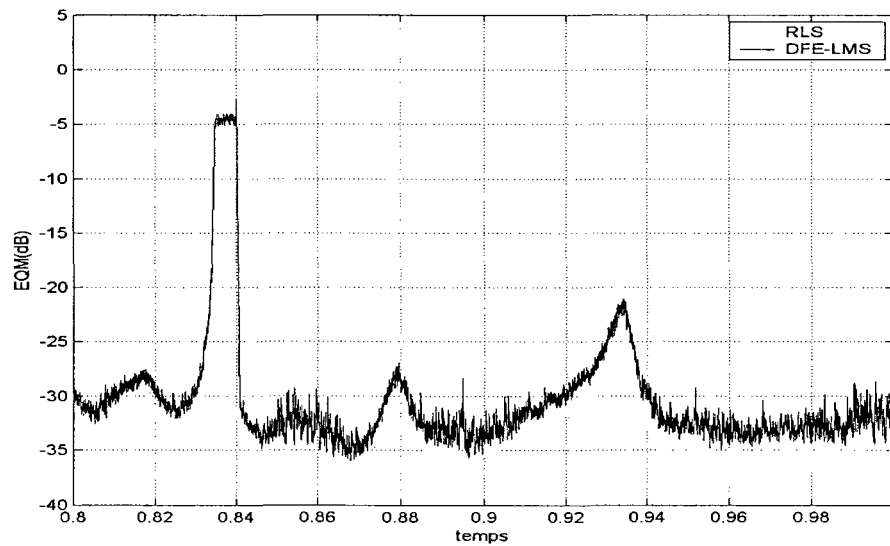


Figure 36 EQM pour $f_m=40\text{Hz}$ avec E_b/N_0 de 30dB

Sur la figure 35, un évanouissement de puissance du trajet fixe (P#1) survient peu après 0,80s. Le graphique de l'EQM de la figure 36 montre alors l'effet de ce changement de phase. Il est alors intéressant de voir avec quelle rapidité l'égaliseur RLS a convergé de

nouveau. Le DFE quant à lui nécessite une période d'entraînement pour converger. Pour un rapport E_b/N_0 de 30dB, l'EQM de l'égaliseur RLS est souvent inférieure à celle du DFE. Cependant, l'écart diminue proportionnellement à la réduction du rapport signal sur bruit. C'est ce que permet de visualiser la figure 37 réalisée à 10dB.

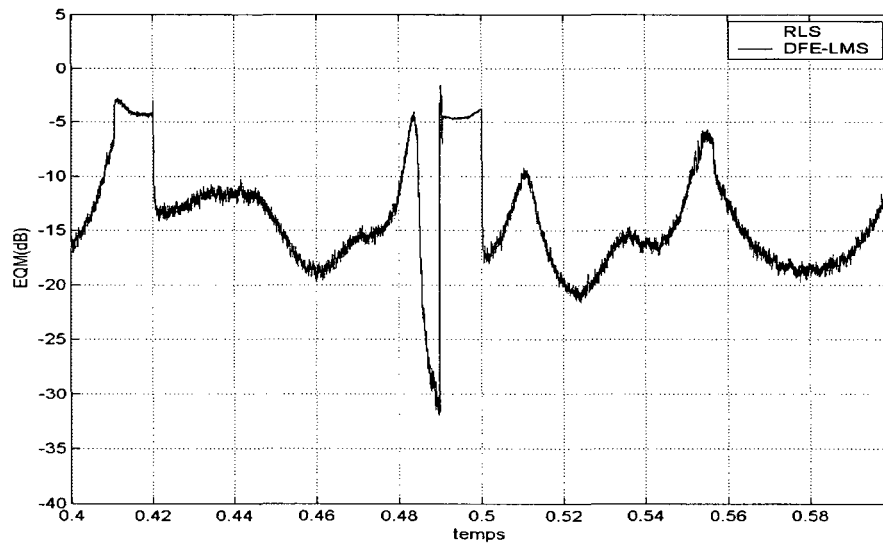


Figure 37 EQM pour $f_m=40\text{Hz}$ avec E_b/N_0 de 10dB

Un égaliseur DFE se comporte donc assez bien pour des variations Doppler rapides. Cependant, durant certaines périodes de temps l'égaliseur RLS s'adapte beaucoup mieux au canal.

3.4 Conclusions de l'analyse

Dans un premier temps, cette analyse a permis d'observer le comportement d'un égaliseur DFE en présence d'un canal où la longueur des échos est variable. Ce dernier est très performant, mais le filtre arrière cause parfois la divergence des coefficients. Ceci survient surtout lors d'un changement de phase brusque du canal. Lorsque les échos sont courts, son comportement devient instable avec une puissance du premier trajet

inférieure à celle d'un des échos. Après quelques instants l'égaliseur s'adapte à cette situation. Les performances en terme d'EQM sont toutefois limitées. Avec de longs échos, les instabilités proviennent aussi du fait que la puissance d'une des longues réflexions devient supérieure à celle du premier trajet. Dans ce cas, la stabilité revient uniquement lorsque le canal est de retour à phase minimale. La limitation provient directement du fait que la réponse impulsionnelle du filtre est trop courte. Ces divergences ne peuvent donc pas se produire pour un filtre linéaire comme le FLTE-FBLMS.

L'égaliseur en fréquence permet de conserver une meilleure stabilité en tout temps. Ceci est causé par sa structure et par son algorithme d'adaptation qui sont linéaires. Par contre, il est lui aussi confronté à des situations qui le défavorisent. C'est en général lorsque l'écart entre le premier trajet et un des échos devient faible que cela se produit. C'est dû à la résolution fréquentielle limitée par le nombre de points. Ceci est vrai peu importe si les échos sont supérieurs ou inférieurs au premier trajet. De plus, étant donné sa longue réponse impulsionnelle, il est efficace pour couvrir des échos allant jusqu'à $64\mu s$. Sa convergence est toutefois ralentie à cause de la longueur du filtre.

Dans le cas où les variations Doppler sont rapides ($f_m=40Hz$), un égaliseur RLS est très utile. Les simulations confirment qu'il peut s'adapter rapidement aux variations de phase et d'amplitude du canal. Cependant, étant donné sa complexité de calculs, le filtre réalisé doit être court. Il est alors spécialisé pour des variations rapides dans un contexte où les échos sont courts.

Une collaboration entre plusieurs égaliseurs en parallèle devrait alors être une bonne méthode pour optimiser leur utilisation. Tout dépendant des conditions du canal, un égaliseur plutôt qu'un autre est nécessairement privilégié selon ses capacités algorithmiques et les caractéristiques de son implémentation. D'ailleurs, les périodes qui favorisent une structure semblent être différentes pour chacun. Ceci permettra une

coopération adéquate des égaliseurs. La complémentarité des filtres adaptatifs utilisés est nécessairement un critère qui optimise grandement les capacités globales d'un multiégaliseur pour corriger les distorsions des signaux. Une stratégie de multiégalisation doit donc être établie pour permettre le fonctionnement adéquat des filtres adaptatifs ensemble. Le chapitre 4 présente l'architecture modélisée.

CHAPITRE IV

LA MULTIÉGALISATION

Les études du comportement des égaliseur en fonction de la variation du profil de délai et de la rapidité des évanouissements Doppler, présentées au chapitre 3, ont permis de montrer comment se comporte un égaliseur en fonction des variations du canal. Il devrait donc être pertinent de considérer l'utilisation de plus d'un égaliseur simultanément. En effet, seulement en variant la configuration des échos il a été démontré que certaines situations peuvent favoriser l'utilisation d'un égaliseur plutôt qu'un autre. Globalement, si le symbole de l'égaliseur le plus performant avait été choisi à chaque instant, le TEB aurait théoriquement été le minimum de chaque égaliseur utilisé seul. C'est ce que permet la multiégalisation. Peu importe les conditions du canal, il y a toujours un égaliseur qui optimise la correction des distorsions d'amplitude et de phase du canal. Par conséquent, plus il y a d'égaliseurs utilisés parallèlement plus les performances du multiégaliseur devraient théoriquement être bonnes. Ceci permet alors d'augmenter la diversité des filtres présents dans la structure et de couvrir une plus grande variété de conditions de propagation. Ce chapitre présente tout d'abord le concept d'architecture de multiégalisation. Par la suite, les outils nécessaires à son fonctionnement y sont abordés. Ce sont ces différentes stratégies et algorithmes qui rendent la multiégalisation possible. Une section présentera ensuite une analyse sur les limites du multiégaliseur qui sera utilisé pour les simulations du chapitre 5. Finalement, quelques discussions permettront de voir deux autres stratégies considérées, mais qui ont été laissées de côté en cours de route.

4.1 Concept de multiégalisation

Cette première section du chapitre 4 a pour but de définir le concept de multiégalisation. Pour ce faire, la composition générale d'un multiégaliseur est d'abord analysée pour

mettre en situation les trois égaliseurs considérés. Ce sont eux qui définissent la base de la stratégie globale d'égalisation du système. Il sera alors possible d'évaluer le comportement du multiégaliseur réalisé.

4.1.1 Composition de l'architecture

Dans ce mémoire, une seule structure de multiégalisation est considérée. Elle se compose de trois égaliseurs placés en parallèle. Le schéma bloc de la figure 38 montre la configuration du multiégaliseur. Il faut noter que d'autres essais ont été réalisés au cours des expérimentations, mais l'architecture retenue est celle présentée dans cette section. Quelques discussions sur les autres tentatives sont présentées à la section 4.4.

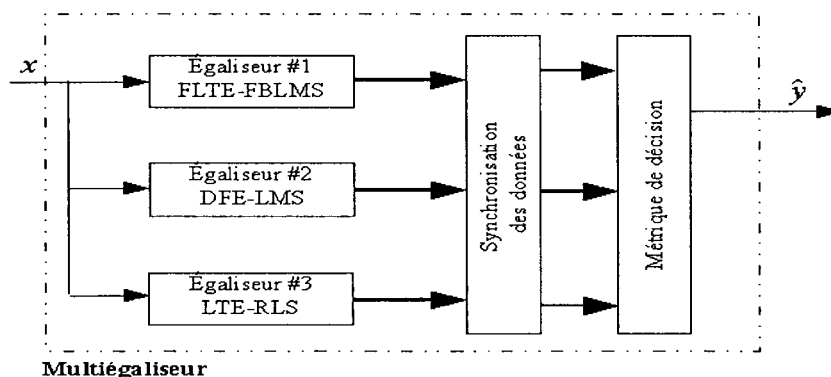


Figure 38 Schéma bloc général d'un multiégaliseur

Un multiégaliseur est principalement composé de trois sections verticales. Premièrement, les égaliseurs sont placés en parallèle pour permettre le filtrage individuel des données. L'adaptation est aussi réalisée de manière indépendante. Différentes informations provenant de ces opérations peuvent ensuite être utilisées pour prendre des décisions sur le comportement du multiégaliseur. L'idéal serait d'avoir un estimateur de canal qui permettrait de donner des informations sur l'état de la communication directement. Cela permettrait de prendre une décision avec un degré de confiance plus élevé. Cependant, cette situation ne sera pas considéré dans ce mémoire, car c'est un

sujet assez large à couvrir. Les techniques sont basées sur des notions en estimation du spectre de densité de puissance et d'estimation paramétrique. C'est donc un tout autre sujet qui nécessiterait une étude approfondie. De plus, plusieurs méthodes d'estimation du canal sont présentement bien connues, mais leur considération dépend des informations qu'elles permettraient d'estimer. Idéalement, il faudrait estimer des données comme la longueur des échos, la vitesse des évanouissements et le niveau de bruit. Il reste à voir ce qui est possible de faire avec ces algorithmes.

Par la suite, les données à la sortie de chaque égaliseur doivent être synchronisées par rapport à la longueur de leur réponse impulsionnelle. Ceci est tout à fait intuitif, car il est bien évident que les données doivent être comparées aux mêmes instants temporels. Les détails sur le sujet sont présentés à la section 4.2.1. Finalement, à la sortie du multiégaliseur une décision finale doit être prise pour déterminer quel égaliseur semble être le mieux adapté aux conditions de l'environnement de propagation. Le bloc *Métrique de décision* est l'algorithme qui décide de quel égaliseur provient le symbole donnant le plus haut degré de confiance. Pour la réalisation des simulations du chapitre 5, c'est l'erreur quadratique moyenne (EQM) qui a été considérée. Les détails sur le sujet sont présentés à la section 4.2.2.

4.1.2 Stratégie d'égalisation

Lors de l'élaboration d'une stratégie de multiégalisation, une grande attention doit être portée au choix des égaliseurs. Cette étape est importante dans le choix de l'architecture. C'est ce qui influencera la qualité globale du multiégaliseur. Les égaliseurs considérés doivent donc avoir des capacités complémentaires favorisant leur utilisation dans différentes conditions. Ceci dépend grandement des habiletés que possède chacun des égaliseurs. Les trois filtres adaptatifs considérés pour réaliser le multiégaliseur ont été présentés dans le chapitre 2. Le schéma bloc de la figure 38 les place dans le contexte de la multiégalisation.

Dans un premier temps, l'égaliseur FLTE-FBLMS est considéré pour couvrir les longues réponses impulsionnelles. Il permettra au multiégaliseur de corriger de longs échos dans le canal. Pour ce faire, il est réalisé avec 256 coefficients à espacement fractionnaire et centré sur l'instant zéro. Il couvre alors des échos allant jusqu'à $64 \cdot T_{\text{Symb}}$. Avec un taux de symboles de $1 \times 10^6 \text{ Symb/s}$, la durée de la réponse impulsionnelle du filtre est de $64 \mu\text{s}$. Le facteur d'adaptation μ est fixé à 0,001.

L'égaliseur DFE-LMS est ensuite utilisé étant donné qu'il est une des structures permettant le meilleur rapport complexité versus performance. Il est en général très efficace et n'est pas plus complexe à réaliser qu'un LTE-LMS. Cependant, étant donné que le DFE est un filtre RII, cet égaliseur a tendance à diverger dans certaines conditions. Ceci a d'ailleurs posé plusieurs problèmes lors de la conception du multiégaliseur. La section 4.2.3 présente un petit algorithme qui a été conçu pour détecter la divergence d'un égaliseur DFE. Il est basé sur des observations réalisées en simulation. Le filtre avant est constitué de 32 coefficients à espacement fractionnaire et l'instant zéro est le dernier coefficient du filtre avant. Le filtre arrière est de longueur quatre à espacement non fractionnaire. Le facteur d'adaptation μ est égal à 0,01.

Finalement, l'égaliseur RLS est choisi pour sa rapidité de convergence de son algorithme. Il apporte au multiégaliseur la capacité de s'adapter à des variations rapides du canal. Pour ce faire, le facteur d'oubli a été fixé à 0,99 pour favoriser la convergence. Avec un facteur de 0,999 l'égaliseur aurait été plutôt favorable en poursuite et pour des variations plus lentes. Il aurait alors convergé légèrement plus lentement. Étant donné la complexité algorithmique de cet égaliseur, 16 coefficients seulement sont utilisés. Le filtre est donc utile pour des échos courts uniquement.

Les paramètres de chaque égaliseur ont donc une grande influence sur le comportement global du multiégaliseur. Il serait alors intéressant d'avoir une autre entité qui ajusterait les paramètres des égaliseurs selon l'état du canal. Encore ici, il nous semble que

l'estimateur de canal serait le bon outil. Le diagramme de la figure 39 illustre l'impact des décisions de réalisation sur les performances globales du multiégaliseur.

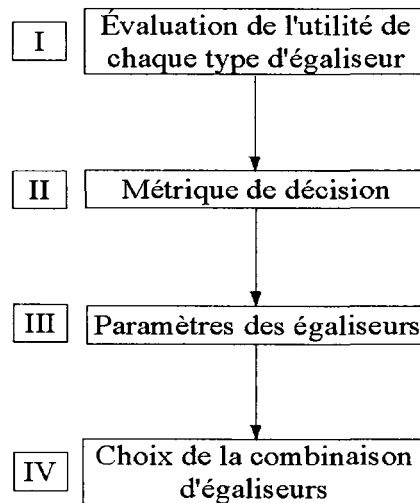


Figure 39 Critères de sélection qui influencent les performances de multiégalisation

Comme mentionné précédemment le choix des égaliseurs est primordial pour optimiser les performances du multiégaliseur. Le critère de décision vient tout de suite après. Il est important de prendre la meilleure décision possible car cela influence directement les performances de multiégalisation. L'utilisation d'un seul filtre serait alors à privilégier. Finalement, les paramètres et le choix de la combinaison d'égaliseurs influencent un peu moins le comportement global. L'important ce n'est pas d'avoir beaucoup d'égaliseurs, mais bien de choisir ceux qui optimisent la coopération.

4.2 Modules complémentaires pour la multiégalisation

Pour rendre possible la coopération des égaliseurs, différents modules utilitaires sont nécessaires. Tout d'abord, tous les résultats doivent être comparés aux mêmes instants temporels. Des blocs de synchronisation sont alors utilisés afin de tenir compte de la latence propre à chaque égaliseur. La métrique de décision, basée sur l'erreur quadratique moyenne, permet ensuite de définir l'algorithme de décision utilisé par le multiégaliseur. Cet algorithme sélectionne le symbole provenant de l'égaliseur ayant le moins de chances de commettre une erreur. Finalement, étant donné que l'égaliseur DFE peut diverger, un module de détection de sa divergence a été conçu. Ces trois sujets sont abordés dans cette section.

4.2.1 Synchronisation des égaliseurs

Selon la longueur du filtre des égaliseurs, les symboles et les erreurs à leur sortie arriveront à des instants temporels différents. Pour synchroniser le tout, des délais doivent être ajoutés en fonction de la longueur du plus long égaliseur. Dans ce cas-ci, c'est l'égaliseur FLTE-FBLMS avec ses 256 coefficients. Le délai à ajouter pour synchroniser un égaliseur centré temporellement comme le RLS, se calcule selon l'équation suivante :

$$\text{délai}_{\text{sync}} = N_{\text{FBLMS}}/2 + N_{\text{FBLMS}}/4 - N_{\text{égaliseurX}}/4 + N_{\text{SRRCF}} \quad , \quad (4.1)$$

où N_{FBLMS} est la taille de l'égaliseur fréquentiel et $N_{\text{égaliseurX}}$ est la taille de l'égaliseur centré. Puisque la réponse impulsionnelle est centrée, la latence résultante en symboles correspond à la longueur du filtre utilisé divisé par quatre en tenant compte de l'espacement fractionnaire. La variable N_{SRRCF} définit le nombre de symboles que couvre le filtre de mise en forme (SRRCF). Comme présenté dans le chapitre 2, celui utilisé est de 15 symboles. D'autre part, pour le DFE l'instant du symbole en cours de calcul est

placé à l'extrémité du filtre avant. Sa latence est unitaire et il faut donc ajouter le délai :

$$délai_{sync} = N_{FBLMS}/2 + N_{FBLMS}/4 - 1 + N_{SRRCF} \quad (4.2)$$

En fonction des paramètres utilisés pour le multiégaliseur, le tableau X présente les délais nécessaires.

Tableau X

Délais additionnels nécessaires pour synchroniser les données du multiégaliseur

<i>Égaliseurs</i>	<i>Délai (en symboles)</i>
FLTE-FBLMS	0
DFE-LMS	191
RLS	188

Dans ce tableau, les délais sont calculés au taux de symboles. Ce bloc est simplement conçu par la mise en parallèle de délais. Ils permettent alors d'utiliser adéquatement les symboles et l'erreur en provenance des égaliseurs.

4.2.2 Métrique de décision basée sur l'EQM

La métrique de décision est le deuxième paramètre le plus important à considérer pour concevoir une architecture de multiégalisation. En effet, c'est elle qui permet d'optimiser l'utilisation des capacités de chaque égaliseur dans le but de créer une architecture performante. La métrique considérée dans ce mémoire est l'utilisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM). C'est un critère de décision assez représentatif du comportement de l'égaliseur en fonction du temps, car il est calculé en fonction des symboles en sortie. D'ailleurs, étant donné son calcul assez simple, il ne pose aucun

obstacle quant à son implémentation matérielle. Ce ne serait pas le cas si l'on favorisait l'utilisation d'une métrique basée sur la corrélation ou sur des statistiques d'ordre supérieur. Ces techniques ont une complexité mathématique beaucoup plus grande (Laot, 1997).

Le calcul de l'erreur quadratique moyenne permet de réduire les variations brusques de l'erreur pour favoriser la visualisation des performances ou même son utilisation. En effet, une moyenne est effectuée sur l'erreur pour réduire les variations brusques engendrées par le bruit blanc gaussien et les fluctuations dans le canal. Pour ce faire, un filtrage passe-bas sur l'erreur permet de produire l'EQM. L'erreur quadratique est d'abord calculée de la manière suivante :

$$EQ_n = |d(n) - y(n)|^2 \quad (4.3)$$

où $d(n)$ est la donnée décidée et $y(n)$ est le symbole filtré. La moyenne est obtenue par

$$EQM_n = \epsilon EQM_{n-1} + (1 - \epsilon) EQ_n \quad (4.4)$$

où ϵ est le facteur d'oubli qui est égal à 0,99 pour ces simulations. L'EQM est donc calculée selon la moyenne des 100 dernières erreurs. Voici la réponse en fréquence de ce filtre :

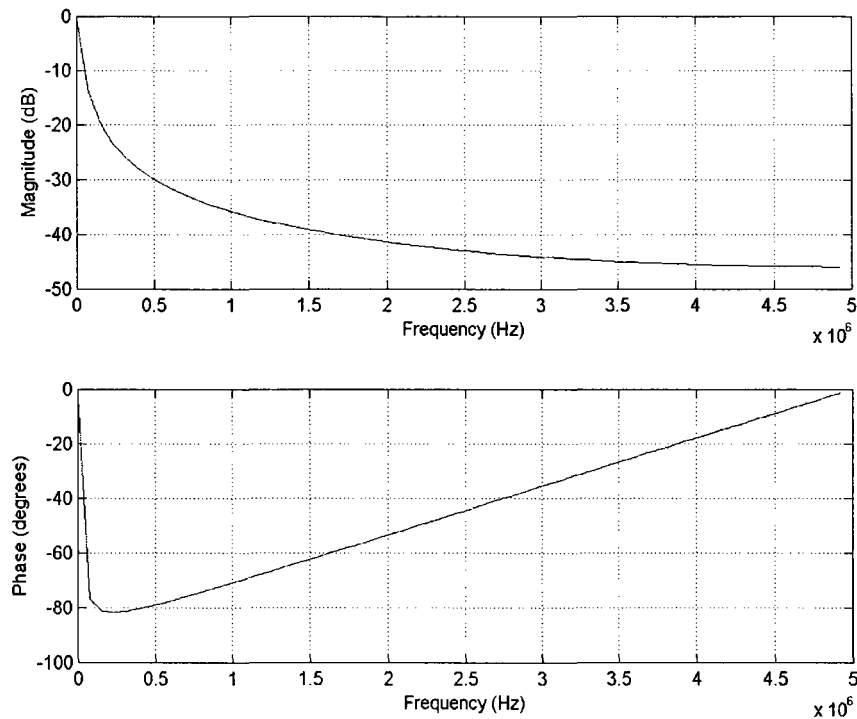


Figure 40 Réponse en fréquence du filtre passe-bas utilisé pour filtrer l'erreur des égaliseurs ($f_s = 10e^6$)

La fréquence de coupure du filtre, tel qu'illustré à la figure 40, est de l'ordre de 50KHz. Ceci est très important, car une fréquence de coupure trop élevée induit une évolution de l'erreur quadratique moyenne bruitée. Cependant, il serait possible d'améliorer ceci en combinant un estimateur de canal au critère de l'EQM pour renforcer la confiance face à la décision du multiégaliseur. Il apporterait aussi une autre dimension de résolution face au problème de sélection. De plus, il pourrait être utile pour prévoir la divergence d'un égaliseur DFE. La section qui suit présente les premières méthodes mise en oeuvre pour détecter la divergence de cet égaliseur.

4.2.3 Détection de la divergence de l'égaliseur DFE

Comme il a été démontré au chapitre 3, le DFE peut parfois diverger au cours de son adaptation. En effet, étant composé de deux filtres de type FIR dont un connecté via rétroaction, il est globalement de type IIR. Il peut donc devenir instable (Proakis & Manolakis, 1996). Lorsque le DFE est stable, tous les pôles et les zéros de sa fonction transfert sont à l'intérieur du cercle unitaire. Par contre, parfois les zéros du filtre avant tendent vers l'extérieur du cercle unitaire et cause l'instabilité de l'égaliseur. La figure 41 illustre cette situation.

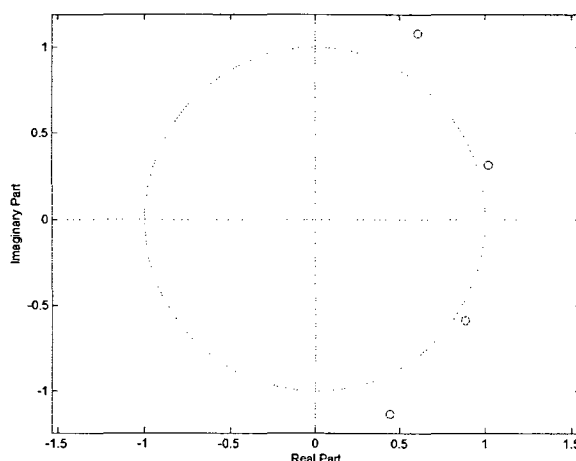


Figure 41 Zéros de la fonction de transfert du filtre avant en situation de divergence

Cela a pour effet de faire converger tous les coefficients avant vers une valeur quasi nulle. De plus, les coefficients arrière eux tendent de manière à ce que la somme du module de chacun soit égal à un. L'erreur quadratique moyenne (EQM) tend alors vers la plus petite valeur décimale pouvant être représentée. Le problème est que l'EQM est utilisée comme métrique de performances, par le contrôleur du multiégaliseur, pour le choix de symboles en sortie. La divergence doit être détectée le plus rapidement possible.

Le calcul des zéros étant plutôt lourd, il n'est pas réaliste de penser que c'est de cette manière que la divergence sera déterminée. De plus, la variation des zéros de la fonction de transfert se fait très lentement. Pour maximiser la détection, une autre méthodologie doit être considérée. Lors de ces instabilités les coefficients du filtre avant deviennent tous faibles. Il n'y a plus aucun coefficient dominant. L'amplitude des coefficients arrière demeure cependant élevée, mais très variable. Pour détecter efficacement ce cas, la somme des coefficients avant est d'abord comparée à la somme des coefficients arrière. La somme des trente-deux coefficients avant sera nécessairement supérieure à celle des quatre coefficients arrière lorsque l'égaliseur fonctionne normalement.

$$\sum_{n=0}^{-N+1} |w_n| < \sum_{m=1}^M |w_m| \quad (4.5)$$

où n est l'indice des coefficients avant et m de ceux arrière. Pour assurer une stabilité, cette condition doit être observée durant 20 symboles consécutifs. Cette précaution empêche des fluctuations lors de la prise de décision. En complément, une autre méthode est utilisée pour modifier le facteur d'adaptation. Cette réduction est nécessaire lorsque le coefficient ayant l'amplitude maximale pour le filtre arrière est supérieur à celle maximale du filtre avant. Dans ce cas, le facteur μ doit être diminué d'un facteur 10. Ceci a été observé par simulations.

$$\max |w_n| < \max |w_m| \quad (4.6)$$

Finalement, une dernière observation a permis de déterminer un critère de non-convergence. Ceci est réalisé à la fin de la période d'entraînement. L'EQM de l'égaliseur doit alors être supérieure à -7dB pour convenir qu'il a convergé. La figure 42 présente un digramme bloc de l'algorithme global de détection de la divergence du DFE.

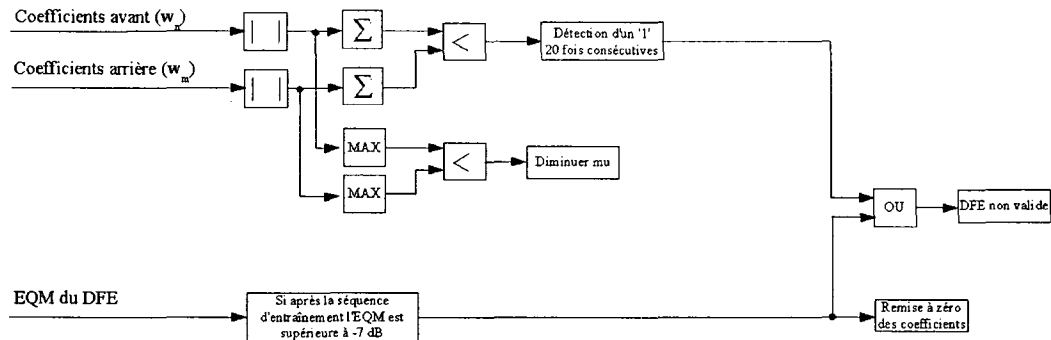


Figure 42 Schéma bloc du détecteur de divergence du DFE

Ce bloc d'analyse des coefficients et de l'EQM du DFE produit donc trois signaux de contrôle destinés à modifier le comportement du multiégaliseur. Le bloc *Diminuer mu* est celui qui indique au DFE que le facteur mu doit être divisé par un facteur dix. Ensuite, le signal *Remise à zéro des coefficients* initialise les coefficients à leurs valeurs initiales. Le dernier indicateur est *DFE non valide*. Il empêche le choix du DFE comme égaliseur à considérer par la métrique de décision.

4.3 Performances et limites théoriques du multiégaliseur

Les performances et limites de l'architecture de multiégalisation dépendent de la stratégie mise en oeuvre. Les spécifications du multiégaliseur sont donc déterminées en fonction de la somme des forces et faiblesses de chaque égaliseur choisi. De plus, à partir d'une petite étude sur chacun, il est possible d'estimer dès le départ le comportement de l'égalisation global. C'est ce qui a été fait au chapitre 3. Une classification à partir de tableaux est alors à privilégier pour donner une vision d'ensemble des capacités du multiégaliseur.

4.3.1 Spécifications globales

L'union des trois égaliseurs qui composent le multiégaliseur permet d'obtenir des spécifications d'égalisation assez intéressantes. Le coeur de cette architecture est composé d'un égaliseur très performant, le DFE. En général, c'est lui qui devrait donner les meilleures performances en terme d'erreur quadratique moyenne. Le multiégaliseur permet aussi de couvrir des échos allant jusqu'à $64\mu\text{s}$ à un taux de 1×10^6 symboles par seconde. Lorsque les échos sont plutôt courts, les trois égaliseurs fonctionnent alors conjointement dans le but d'optimiser la correction des distorsions. Les chances de ne pas produire d'erreurs sont ainsi plus grandes. D'autre part, si la variation des évanouissements Doppler sont rapides, il a la capacité de s'adapter efficacement à ces situations. Dans ce cas, l'égaliseur est généralement moins performant, mais s'adapte très bien à de fortes variations d'amplitude et de phase. La figure 43 présente le schéma bloc complet du multiégaliseur étudié au chapitre 5.

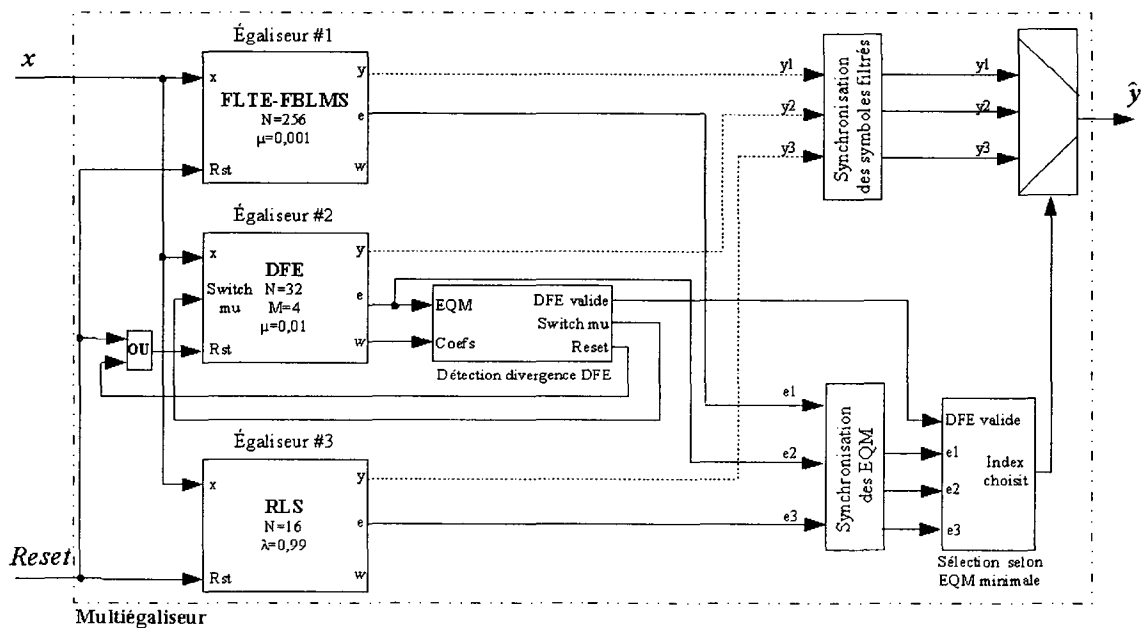


Figure 43 Schéma bloc complet du multiégaliseur étudié

La figure 43 présente l'architecture obtenue suite à différentes simulations qui ont permis d'étudier le comportement d'égaliseurs en fonctionnement coopératif. Ce multiégaliseur serait donc très intéressant dans un contexte de radio réalisée par logiciel (SDR). Peu importe l'endroit où est installé l'émetteur, le récepteur utilisera l'égaliseur adéquat en fonction des caractéristiques du canal de communication. En plus, l'utilisation d'autres égaliseurs permettrait de couvrir d'autres contextes de télécommunication. Tout égaliseur peut être considéré, il suffit de justifier son utilisation basée sur des conditions de canal possibles. D'ailleurs, plusieurs autres modules devront être ajoutés à la multiégalisation pour optimiser son fonctionnement. Une décision plus judicieuse quant au choix de l'égaliseur à privilégier serait alors possible. La section qui suit présente quelques critères de communications pouvant influencer le choix d'un égaliseur plutôt qu'un autre. Ils permettraient alors de baser une décision non seulement sur l'EQM, mais aussi sur une estimation du spectre de densité de puissance qui apporte de l'information sur l'état du canal.

4.3.2 Comparaison des égaliseurs selon l'état du canal

En fonction des observations du chapitre 3, il est alors possible d'imaginer les caractéristiques et limites qu'aura le multiégaliseur proposé. En effet, en analysant le comportement d'un égaliseur, selon différentes conditions de canal, il devient simple de juger de ses forces et faiblesses. Le tableau XI présente les égaliseurs à privilégier selon quatre états du canal. De plus, leur choix dépend si le canal est à phase minimale ($P_{\text{trajet_fixe}} < P_{\text{écho}}$) ou non. Il est à noter que les tableaux de cette section ne considèrent que les égaliseurs utilisés pour réaliser le multiégaliseur.

Tableau XI

Égaliseurs à privilégier selon l'état du canal

DFE	FLTE	Phase minimale	DFE	RLS
RLS	FLTE	Phase non minimale	FLTE	RLS
Échos courts ($<4\mu s$)	Échos longs ($>16\mu s$)		f_m lente ($<10\text{Hz}$)	f_m rapide ($>10\text{Hz}$)
Longueur des échos			Variations Doppler	

Ce tableau constitue donc une récapitulation des résultats comparatifs obtenus dans les analyses du chapitre 3. Il est un bon guide pour comprendre les résultats que permet le multiégaliseur au chapitre 5. En plus, le tableau XII présente une vue plus détaillée de contextes de télécommunication et des égaliseurs à privilégier dans chacun des cas. Par colonne, les cellules ombragées correspondent à l'égaliseur à privilégier selon le critère énoncé.

Tableau XII

Égaliseurs à favoriser selon différents états du canal

	<i>Échos</i>		<i>Doppler</i>		<i>Phase</i>		$ P_1 - P_{\text{écho}} $		<i>EQM</i>		E_b/N_0	
	Courts	Longs	Lents	Rapides	Min.	Non min.	<0,1	>0,1	<-7dB	>-7dB	<10dB	>10dB
FLTE	X	X	X		X	X		X	Min		X	X
DFE	X		X		X		X	X			X	X
RLS	X		X	X	X	X	X	X		X	X	X
Multi.	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X

X

 Égaliseur à privilégier

Ce tableau donne beaucoup d'informations sur le comportement des égaliseurs en fonction de l'état du canal. Il permet d'estimer quelles devraient être les décisions du multiégaliseur en fonction des conditions de propagation. Si ces caractéristiques pouvaient être détectées, cela permettrait alors d'augmenter le niveau de confiance de la décision basée sur l'EQM.

4.4 Autres stratégies expérimentées

Pour arriver à conceptualiser un multiégaliseur adéquat, différentes expérimentations plus ou moins intéressantes ont été réalisées. Dans cette section, les stratégies abandonnées sont présentées. Certaines options n'ont pas permis d'améliorer le comportement global d'égalisation. Ce petit résumé montre les tentatives non fructueuses qui pourraient éventuellement guider d'autres travaux de recherches sur les architectures de multiégalisation. En effet, d'autres méthodologies pourraient peut-être permettre d'obtenir un bon fonctionnement. La première stratégie consiste à utiliser des égaliseurs en série. Le but est de réaliser un double filtrage et une seconde adaptation pour corriger

le mieux possible les distorsions d'amplitude et de phase du signal. L'autre sujet abordé est l'utilisation d'un égaliseur linéaire transverse temporel.

4.4.1 Utilisation d'égaliseurs en série

Le but de placer deux égaliseurs en série est le double filtrage du signal. Le deuxième filtre devrait théoriquement corriger ce que le premier n'est pas parvenu à éliminer. Pour ce faire, deux structures ont été considérées. Elles sont composées des égaliseurs DFE-LMS et FLTE-FBLMS placés en série.

Dans le cas où l'égaliseur fréquentiel est utilisé en premier, il devrait permettre de corriger le mieux possible tous les échos et ensuite d'optimiser la correction des échos faibles via le DFE. Cependant, aussitôt que le canal varie rapidement ceci perturbe le deuxième égaliseur et son EQM en est directement affectée. C'est ce qui cause des ennuis et provoquent les erreurs. Il est alors très difficile d'atteindre un meilleur TEB pour la sortie de l'égaliseur DFE. Les performances du deuxième égaliseur dépendent donc totalement du premier, car un mauvais filtrage du premier perturbe encore plus le signal pour le second. De plus, en général l'EQM n'est même pas inférieure après double filtrage.

Pour l'autre combinaison, le DFE, en premier, corrige ce qu'il peut et ensuite le filtre fréquentiel élimine les résidus. Cette architecture n'est vraiment pas à privilégier, car tout moment de divergence entraîne un dysfonctionnement de la combinaison d'égalisation. De plus, comme pour le cas précédent, l'EQM et le TEB sont inférieurs après le premier filtrage.

Ensuite, des tests pour son utilisation dans un multiégaliseur ont montré que les seconds égaliseurs troublent les décisions basées sur l'EQM. Le multiégaliseur aurait alors besoin d'une autre métrique pour baser ses décisions. Les combinaisons d'égaliseurs en série

n'ont pas donné de résultats concluant pour le moment. Lorsqu'un premier égaliseur fonctionne bien, il ne semble pas y avoir de moyens simples pour faire mieux. Ceci est d'autant plus vrai lorsque le rapport signal sur bruit est faible. Cependant, d'autres stratégies dans le même style sont probablement envisageables. Il suffit d'optimiser la coopération. Par exemple, le premier égaliseur pourrait passer son erreur et ses coefficients au deuxième puis une adaptation pourrait alors être effectuée. Il suffit de faire correspondre les coefficients aux mêmes instants temporels. Ce n'est pas garanti que ça fonctionnera bien non plus. Il reste à voir si un gain de performance intéressant par rapport à l'utilisation d'un seul égaliseur peut-être réalisé.

4.4.2 Utilisation d'un égaliseur linéaire temporel

Cette deuxième tentative consistait à considérer l'utilisation d'un simple égaliseur linéaire transverse temporel en plus des autres. Ce dernier était envisagé pour assurer qu'il y ait toujours un égaliseur stable. En plus, il était peu complexe à réaliser. Il était aussi intéressant de voir s'il pouvait être avantageux de le considérer dans certaines conditions du canal.

Par contre, des tests ont rapidement démontré qu'il n'apporte rien de plus que chacun des autres égaliseurs. En général le DFE égalise mieux que le simple LTE-LMS. La différence avec l'égaliseur fréquentiel est aussi plutôt faible. Ils ont le même comportement, mais la réponse impulsionnelle de l'égaliseur FLTE-FBLMS est plus longue. Finalement, l'algorithme RLS est beaucoup plus puissant. Il est donc totalement inutile d'utiliser l'égaliseur LTE-LMS. Il y a toujours un des trois autres égaliseurs qui fonctionne mieux. Une manière de le rendre utile ce serait de le faire fonctionner en parallèle avec un DFE. Il pourrait alors être considéré lors de la divergence de ce dernier, car l'algorithme LMS est linéaire et stable. Son utilité dépend de la stratégie de multiégalisation envisagée. Dans le cas du multiégaliseur présenté ici, il n'est pas utile du tout.

4.5 Conclusion sur la multiégalisation

Le multiégaliseur présenté dans cette section est celui utilisé dans le chapitre 5 pour évaluer les performances. Ce dernier a été considéré pour couvrir les scénarios de télécommunications discutés précédemment. Il est donc conçu pour être performant lorsque les échos du canal sont courts ou longs (jusqu'à $\sim 64\mu s$) et pour des évanouissements Doppler plus ou moins rapides. Pour ce faire, les trois égaliseurs choisis ont une bonne complémentarité dans ces situations. Point de vue complexité, disons que ce n'est pas le multiégaliseur le plus simple à réaliser matériellement. Un multiégaliseur plus léger pourrait aussi être considéré dans un contexte où les ressources disponibles sont plutôt limitées.

Si par exemple aucune communication mobile n'est envisagée, l'égaliseur RLS pourrait alors être écarté. Il permettrait alors de réduire grandement la complexité du multiégaliseur. Cependant, ceci lui enlève ses aptitudes à s'adapter aux variations rapides du canal et son efficacité lorsque le rapport signal sur bruit est faible.

Un autre possibilité serait d'éliminer l'utilisation du long égaliseur fréquentiel (FLTE-FBLMS). Dans ce cas, le multiégaliseur ne couvre pas les longs échos ou un plus long DFE pourrait alors être réalisé.

Dans un autre ordre d'idées, l'égalisation aveugle devrait être considérée plutôt que d'utiliser une séquence d'entraînement. Il serait favorable, car la séquence d'entraînement limite l'utilisation de toute la bande passante disponible pour transmettre des données. D'ailleurs, l'utilisation de l'algorithme MCMA combiné à l'algorithme LMS est une bonne stratégie pour l'implémentation matérielle.

D'autres égaliseurs pourraient être considérés. On a qu'à penser aux structures en treillis, aux réseaux de neurones et à la logique floue (Fuzzy logic) qui fonctionnent bien

différemment des égaliseurs abordés dans ce mémoire. Cependant, leur utilisation matérielle n'est pas encore répandue, mais la capacité des circuits FPGA et l'utilisation toujours croissante d'une partie logicielle dans les systèmes pourraient favoriser leur considération. Ces structures augmenteraient de beaucoup la diversité des filtres composant le multiégaliseur.

Il y a donc beaucoup de possibilités d'architectures pour la multiégalisation. Cependant, le choix des filtres doit être fait selon les contextes de télécommunication envisagés et ils doivent avoir une bonne complémentarité. L'idéal, ce serait d'avoir un algorithme de sélection qui choisirait parmi une banque d'égaliseurs et qui choisit les paramètres optimaux. Ceci pourrait être réalisé en analysant les coefficients d'un égaliseur déjà fonctionnel ou en utilisant l'information provenant d'un estimateur de canal.

CHAPITRE V

ANALYSE DES PERFORMANCES DE MULTIÉGALISATION

Le dernier chapitre de ce mémoire présente les performances obtenues en utilisant un multiégaliseur plutôt qu'un seul égaliseur. L'architecture utilisée est celle présentée au chapitre 4. Pour ce faire, différents scénarios de télécommunication, dans un contexte à multiples chemins de propagation, sont considérés.

5.1 Simulations sur la multiégalisation

Pour situer le multiégaliseur dans un contexte de radio réalisée par logiciel (SDR), cinq scénarios de télécommunication réalistes sont définis. Ces derniers représentent des conditions variables du canal de communication. Ils sont utilisés pour prouver qu'en général il est plus avantageux d'utiliser un multiégaliseur plutôt qu'un algorithme particulier.

5.1.1 Scénario A : Canal avec échos courts

Le premier scénario considéré est un canal où les échos sont courts. Pour ce faire, deux réflexions retardées de 1 et $2\mu\text{s}$ ayant des puissances respectives de -10 et -15 dB par rapport au trajet principal sont modélisées. Ceci correspond à un étalement du délai de $0,432\mu\text{s}$. La fréquence de l'étalement Doppler est de 4Hz. La figure 44 illustre la réponse impulsionnelle du canal pour ce scénario.

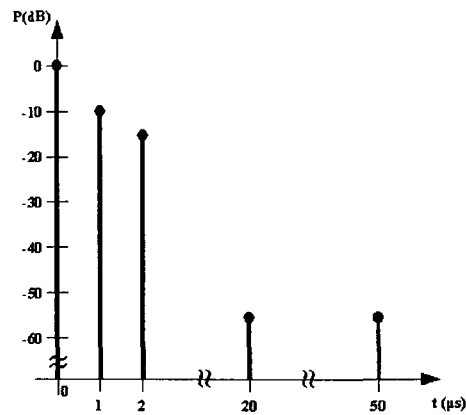


Figure 44 Réponse impulsionnelle du canal avec échos courts

Le canal SUI permet de modéliser ce scénario. La durée de simulation considérée est de 5 secondes (5MSymboles). La figure 45 présente alors les résultats de TEB obtenus pour cette simulation.

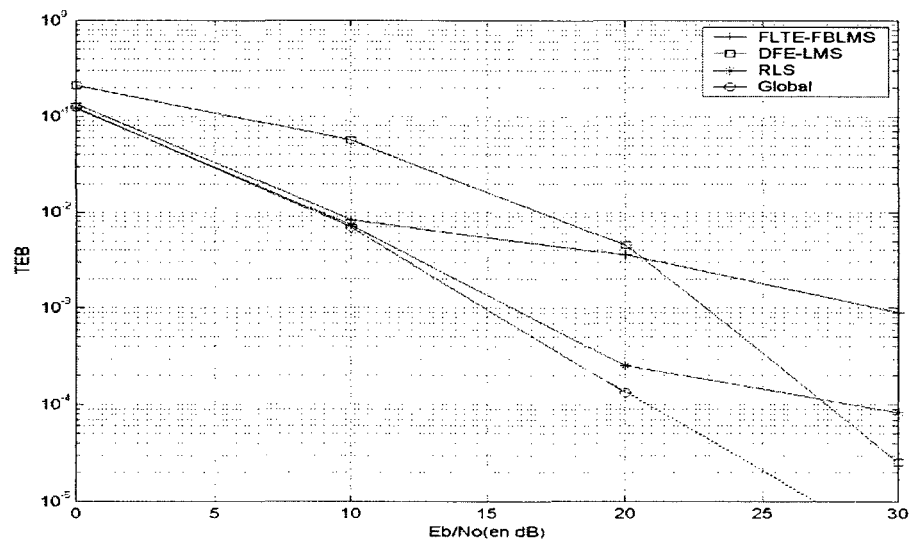


Figure 45 TEB obtenu pour la simulation A

Comme le démontre la figure 45, la multiégalisation, représentée par la courbe « Global », permet d'obtenir des résultats plus intéressants qu'avec un seul filtre adaptatif. Pour ce qui est du DFE, quelques salves d'erreurs l'empêche d'obtenir un TEB comparable à l'égaliseur RLS. Cependant, avec un rapport signal sur bruit de 30dB il devient le meilleur des trois. Il est donc très efficace lorsque E_b/N_0 augmente. Dans ce cas, le multiégaliseur ne produit même plus d'erreurs. Le FLTE-FBLMS obtient pour sa part des performances modérées. Ceci était envisageable dès le départ, car cet égaliseur n'est pas le plus performant dans le contexte actuel. Il a plutôt été choisit pour sa capacité à couvrir une longue réponse impulsionnelle (longs échos). La figure 46 présente le taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit.

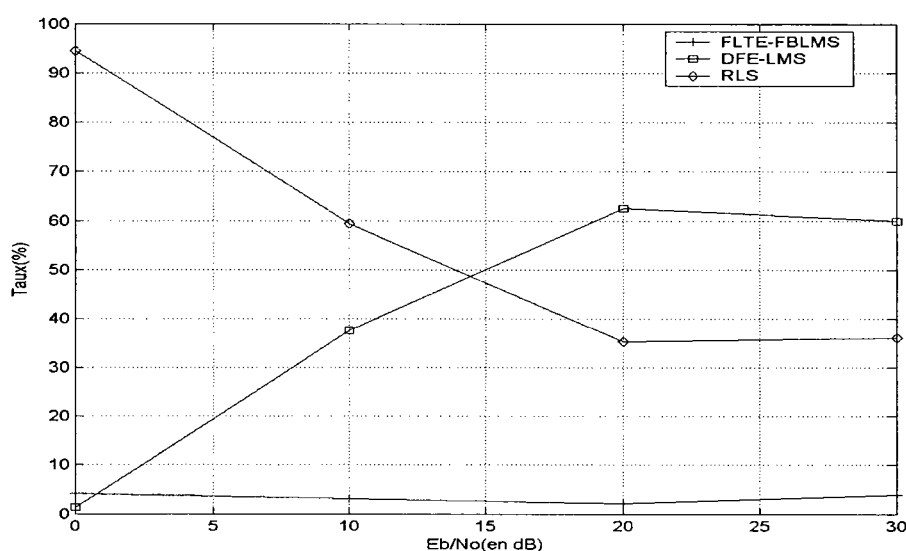


Figure 46 Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario A)

Comme mentionné précédemment, l'égaliseur en fréquence n'est pas très utile dans ce scénario. En effet, peu importe le rapport signal sur bruit, son utilisation demeure inférieure à 5% du temps de simulation. L'égaliseur DFE quand à lui est utilisé à plus de 60% à 20 et 30dB, mais à moins de 40% pour 0 et 10dB. Finalement, pour un rapport E_b/N_0 faible, l'égaliseur RLS est très utile. Cette figure prouve donc que l'utilisation des

égaliseurs est répartie en fonction du rapport signal sur bruit pour ce scénario.

5.1.2 Scénario B : Canal avec échos courts et évanouissements Doppler variables

Ce deuxième scénario est comparable à celui présenté en A. Par contre, une période de 500ms considère une augmentation de la rapidité des évanouissements par un facteur dix. La fréquence de l'étalement Doppler passe de 4Hz à 40Hz durant ce temps. La figure 47 illustre le TEB obtenu.

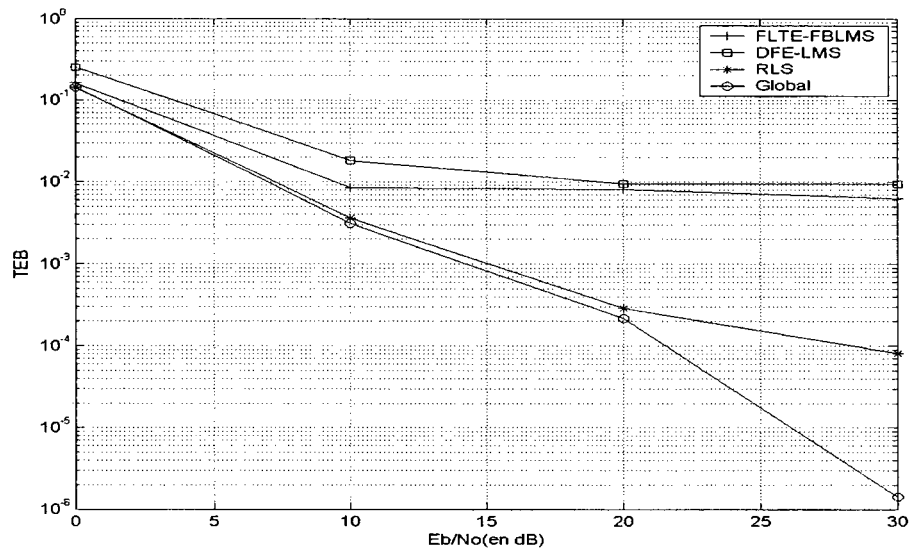


Figure 47 TEB obtenu pour la simulation B

Dans ce cas, la courbe du DFE et celle du FLTE-FBLMS sont toujours autour d'un TEB de 10^{-2} et ce peu importe le rapport signal sur bruit. La période durant laquelle les évanouissements sont rapides a provoqué beaucoup d'erreurs pour ces égaliseurs. L'égaliseur RLS est donc celui qui permet au multiégaliseur d'obtenir de bons résultats. La figure 48 démontre l'utilisation des filtres composant le multiégaliseur.

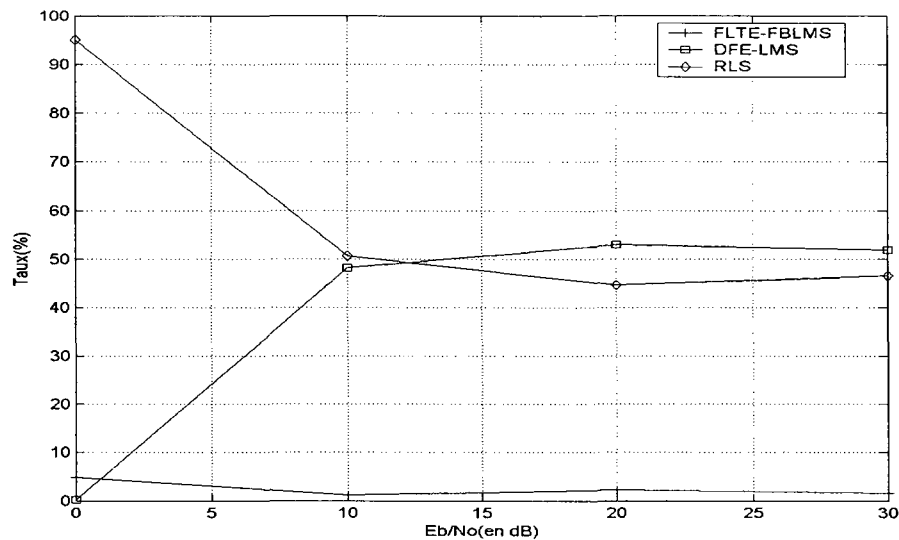


Figure 48 Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario B)

L'égaliseur en fréquence est alors utilisé à un taux comparable à celui obtenu pour le scénario A. Ceci est tout à fait normal, car le contexte est semblable. Par contre, l'utilisation du DFE avec E_b/N_0 de 20 et 30dB a diminué d'environ 10%. Ceci correspond directement à la durée de la période où les évanouissements Doppler sont plus rapides (500ms sur 5s). Un 10% d'utilisation supplémentaire pour le RLS est donc observable. Comme il avait été envisagé théoriquement, cet égaliseur s'adapte rapidement aux variations du canal.

5.1.3 Scénario C : Variation du profil de délai

Pour ce scénario, une période d'une seconde où les échos du canal sont longs est considérée. Dans ce cas, les échos surviennent après $20\mu s$ et $50\mu s$. Leur puissance est respectivement de -10 et -15dB. Ceci correspond à un étalement du délai de $9,76\mu s$. La figure 49 illustre cette situation.

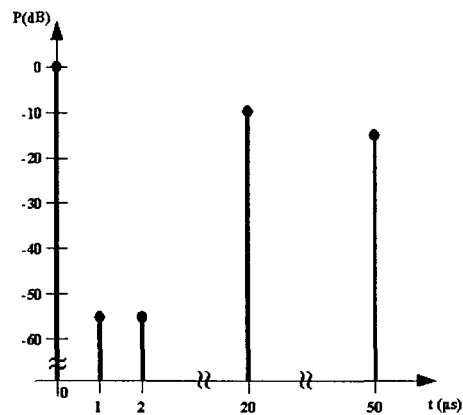


Figure 49 Réponse impulsionnelle du canal avec échos longs

Les autres conditions du canal et les paramètres de simulation correspondent à ceux présentés pour le scénario A. La figure 50 présente les résultats obtenus pour le scénario C.

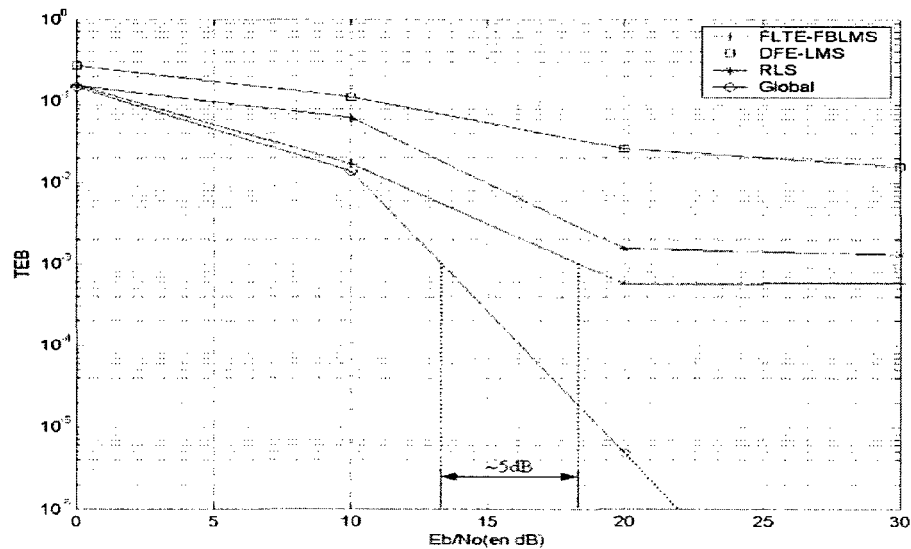


Figure 50 TEB obtenu pour la simulation C

Les résultats obtenus pour cette simulation sont bien différents des deux simulations précédentes. L'écart entre la courbe de multiégalisation et celle des autres filtres

adaptatifs est de beaucoup supérieure. D'ailleurs, pour un TEB de 10^{-3} l'écart est d'environ de 5dB. La courbe de l'égaliseur en fréquence est celle ayant le TEB le plus faible. Ceci est causé par la période avec de longs échos. Dans ce cas, les égaliseurs DFE et RLS font beaucoup d'erreurs étant donné leur courte réponse impulsionnelle. Cependant, ils sont favorables lorsque les échos sont courts. C'est donc ce qui explique ces écarts avec la multiégalisation. La figure 51 illustre leur utilisation.

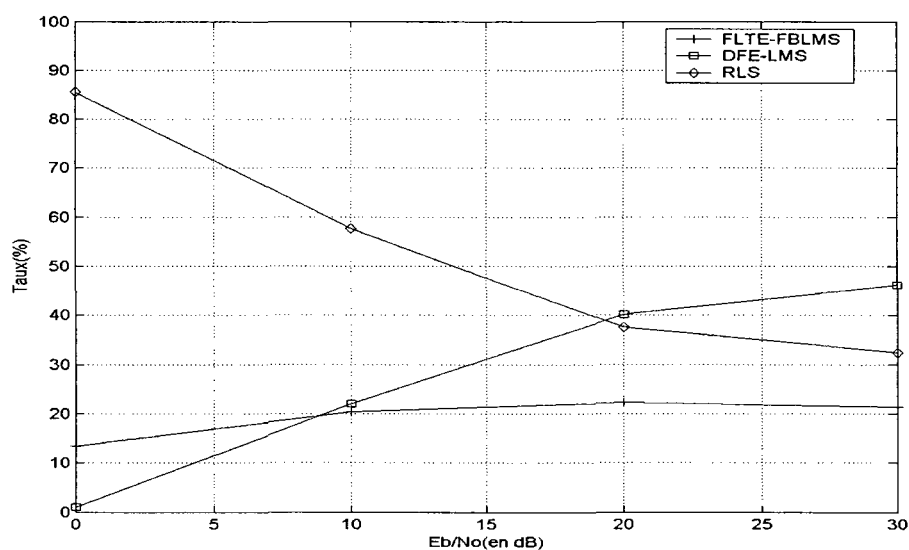


Figure 51 Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario C)

Comme prévu, l'égaliseur en fréquence est beaucoup plus utilisé. Il est nécessaire pendant au moins 20% de la simulation. Ceci correspond à la durée de la période avec de longs échos qui sont présents durant une seconde sur cinq (20%). Pour le reste, les égaliseurs RLS et DFE se répartissent le travail. D'ailleurs, pour un rapport signal sur bruit élevé c'est le DFE qui devient le meilleur.

5.1.4 Scénario D : Variation du profil de délai et de la vitesse des évanouissements Doppler

Comme dans le cas précédent, une variation du profil du délai est effectuée pour ce scénario. Cependant, une période de 500ms comportant une variation rapide des évanouissements Doppler est considérée. La période avec échos courts est donc de 3,5s et une seconde pour les échos longs. La figure 52 illustre le TEB obtenu pour ce scénario.

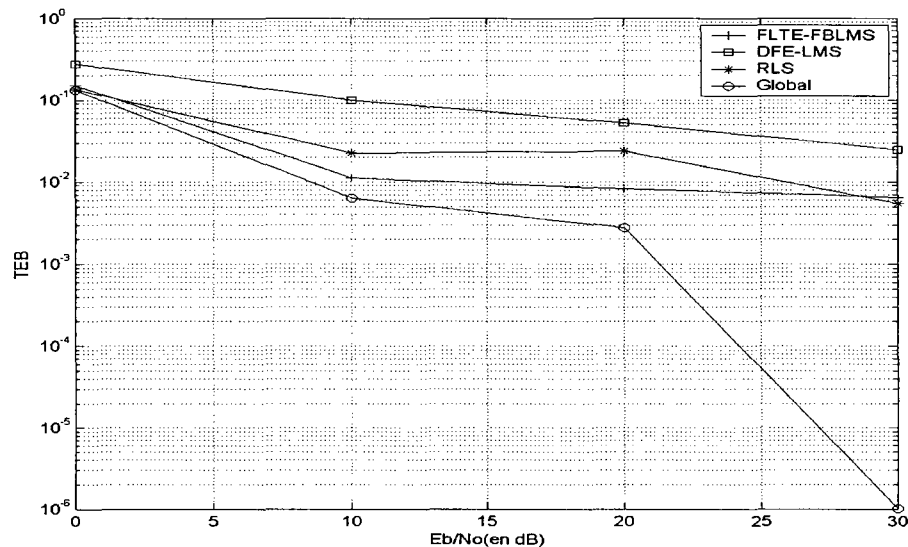


Figure 52 TEB obtenu pour la simulation D

Dans ce cas-ci, l'écart entre la courbe de multiégalisation et les autres est moins apparente sauf avec un rapport signal sur bruit de 30dB. Si la simulation avait été plus longue l'écart aurait été plus important. D'ailleurs, les trois égaliseurs ne sont jamais inférieurs à un TEB de 10^{-3} . À 30dB le multiégaliseur atteint jusqu'à 10^{-6} . La figure 53 permet alors de visualiser l'utilisation des égaliseurs.

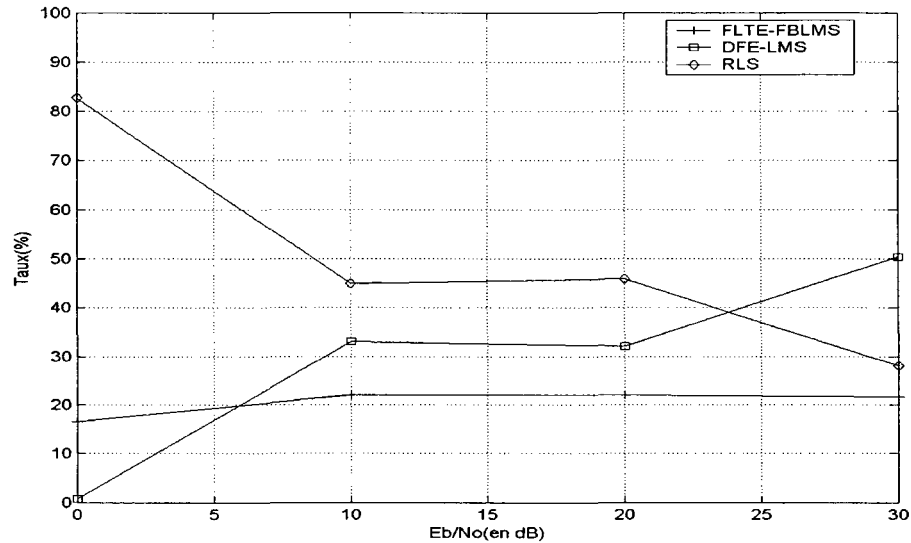


Figure 53 Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario D)

Tout comme pour le scénario C, l'égaliseur en fréquence est utilisé au moins 20% de la durée de la simulation en raison des longs échos du canal. Pour ce qui est de l'égaliseur RLS, il est maintenant le plus utilisé sauf pour E_b/N_0 de 30dB. Son utilisation est donc explicable par la période où les évanouissements Doppler sont rapides.

5.1.5 Scénario E : Présence de quatre échos dans le canal

Pour ce dernier scénario, la présence de quatre échos est considérée. Comme précédemment, les échos surviennent 1, 2, 20 et 50 μ s après le trajet principal. La puissance relative est respectivement de -10, -15, -20 et -25dB. Ceci correspond à un étalement du délai de 3,22 μ s. La figure 54 illustre la réponse impulsionnelle du canal pour ce scénario.

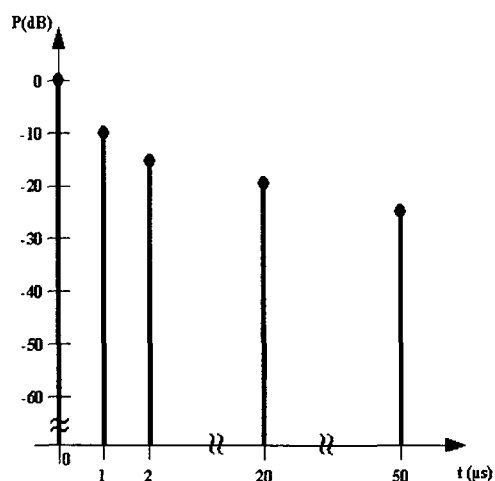


Figure 54 Réponse impulsionnelle du canal à quatre échos (scénario E)

La durée totale pour cette simulation est de 10 secondes. La figure 55 présente les résultats obtenus.

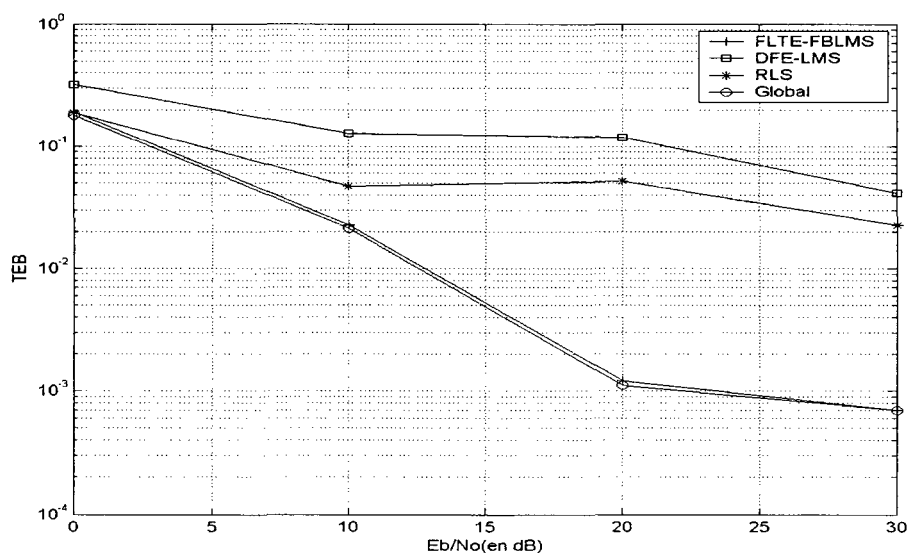


Figure 55 TEB obtenu pour la simulation E

Dans ce cas, la coopération ne permet pas d'optimiser les performances de multiégalisation. L'influence des longs échos, de puissance plus faible, empêchent les

égaliseurs RLS et DFE de bien se comporter en terme de TEB. C'est donc quasiment l'égaliseur en fréquence uniquement qui permet les possibilités du multiégaliseur. Ce dernier est toujours inférieur aux autres filtres, mais n'apporte pas vraiment un gain en terme de performances. La figure 56 permet de visualiser l'utilisation des égaliseurs.

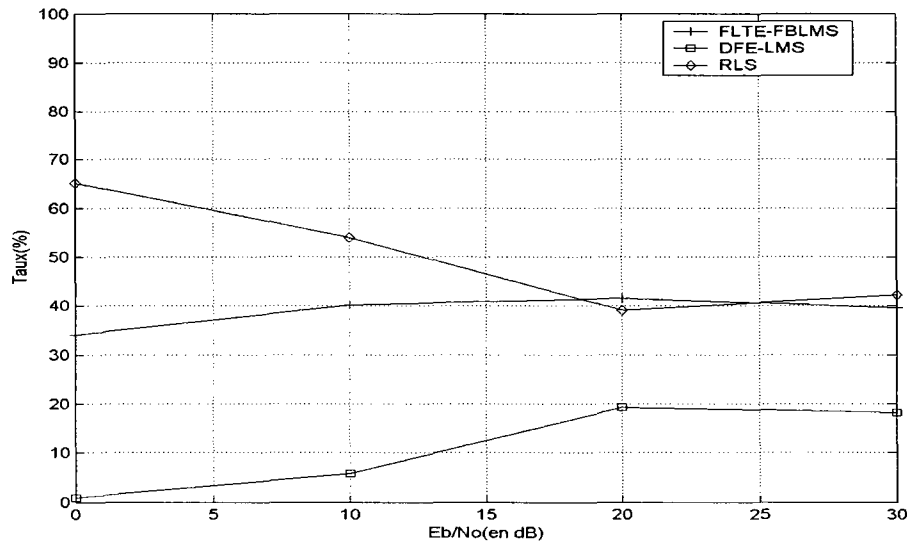


Figure 56 Taux d'utilisation des égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (scénario E)

Évidemment, l'utilisation de l'égaliseur en fréquence est accrue pour ce scénario. Il est maintenant utilisé plus de 40% de la période de simulation. Le RLS est pour sa part toujours utilisé autour de 40% du temps. Finalement, le DFE quand à lui rencontre des difficultés avec les longs échos et il est utilisé moins de 20% du temps.

5.1.6 Analyse des résultats

Cette analyse a donc permis de justifier la pertinence du concept de multiégalisation. En effet, au cours du temps le canal subit des fluctuations diverses qui favorisent l'utilisation d'un égaliseur en particulier durant différentes périodes. La coopération des égaliseurs permet alors d'obtenir un multiégaliseur ayant des performances, en terme de TEB, supérieures à l'utilisation d'un seul filtre. Pour ce faire, le choix et la paramétrisation des

égaliseurs est donc primordial au bon fonctionnement global d'un multiégaliseur. Les filtres adaptatifs utilisés doivent être complémentaires pour favoriser la diversité des filtres disponibles dans l'architecture et augmenter les probabilités d'une bonne adaptation aux conditions du canal.

En fonction des différents scénarios de télécommunication présentés dans cette section, il a été démontré que les égaliseurs sont plus ou moins utilisés. D'ailleurs, ceci permet un gain sur le TEB en utilisant la multiégalisation. Si les simulations avaient été plus longues, le gain en performance ne pourrait qu'être accentué. De plus, en analysant le comportement du multiégaliseur il serait alors possible de trouver un égaliseur performant pour les conditions où aucun des égaliseurs utilisé n'est efficace. Il y a donc toujours possibilité d'améliorer un multiégaliseur. Il s'agit de trouver le bon filtre adaptatif pour chaque contextes de communication envisageables.

5.2 Conclusion (Évaluation post-simulations)

Comme il a été mentionné à plusieurs reprises, il y a une multitude de possibilités pour réaliser un multiégaliseur. Cependant, plusieurs améliorations sont possibles pour l'architecture présentée dans la section 4. Ce dernier présente une bonne diversité de filtres, mais quelques optimisations sur la métrique de décision et sur le mode de fonctionnement de égaliseurs en mode aveugle seraient pertinentes.

Dans un premier temps, il serait intéressant de rendre les égaliseurs aveugles. L'utilisation de l'algorithme bi-mode MCMA/LMS pourrait être intéressant pour l'égaliseur fréquentiel et le DFE. Cependant, l'algorithme RLS ne s'applique pas en mode aveugle. L'article de (Chen, Le-Ngoc, Champagne, & Xu, 2004) présente une stratégie pour utiliser l'égaliseur RLS en mode aveugle.

Pour ce qui est de la métrique de décision, beaucoup de travail peut encore être réalisé.

L'utilisation de l'EQM doit être conservée, mais elle doit être appuyée par un autre élément. Ceci permettrait alors d'améliorer la confiance par rapport au choix du filtre à considérer à chaque instant. Dès le départ, l'utilisation des coefficients d'un des filtres pourrait donner une bonne estimation de l'état du canal. Par exemple, cela pourrait permettre de voir où sont situés les échos du canal et de considérer les égaliseurs ayant une réponse impulsionnelle suffisamment longue. Les différentes caractéristiques du canal à détecter sont présentées dans le Tableau XII présenté au chapitre 4. En fonction de ces conditions, il devient avantageux de privilégier un égaliseur en particulier. D'autre part, l'utilisation d'un estimateur de canal pourrait aussi être considéré. Ce dernier permettrait alors de prédire l'état du canal par une estimation du spectre de densité de puissance. Ceci favoriserait la prise de bonnes décisions quand à l'égaliseur à privilégier. Cependant, ce dernier requière beaucoup plus de ressources pour son implémentation.

Les contextes de télécommunication utilisés pour démontrer les performances de multiégalisation considéreraient la variation du profil de délai (longueur des échos) et la variation de la rapidité des évanouissements Doppler. De plus, ceci a été réalisé en considérant le canal SUI qui modélise une communication à point fixe et sans trajet en vue directe (NLOS). D'autres conditions de propagation pourraient donc être envisagées. Par exemple, un canal avec trajet en vue directe serait pertinent dans certains cas.

Tout dépendant de la logique disponible pour l'implémentation et des conditions de canal envisageables, les égaliseurs et la stratégie de multiégalisation peuvent être totalement différents. L'important est de simuler chaque filtre adaptatif individuellement pour en connaître ses forces et faiblesses. Une stratégie à envisager est celle d'une banque d'égaliseurs parmi lesquels on pourrait sélectionner un filtre selon les conditions du canal. Pour rendre ceci possible, une partie logicielle serait nécessaire pour interagir avec le système. Elle permettrait de tester des égaliseurs et même d'analyser l'état du canal. Ceci serait idéal pour une réalisation à l'intérieur d'un radio réalisée par logiciel (SDR).

CONCLUSION

Ce mémoire a donc été consacré à l'étude du concept de multiégalisation. Pour ce faire, différentes simulations dans un environnement de propagation à multiples trajets, dispersif en fréquence, avec évanouissements Doppler variables et caractérisé par une variation du profil de délais ont été réalisées. Le résultat des simulations a permis de justifier la pertinence du concept de multiégalisation. Il serait donc très intéressant d'utiliser un multiégaliseur dans un contexte de radio réalisée par logiciel (SDR : Software Defined Radio) étant donné la possibilité de reconfiguration possible du système.

Pour réaliser les simulations de ce mémoire, une seule stratégie de multiégalisation a été considérée. Cette dernière a permis d'obtenir une bonne coopération entre les filtres adaptatifs utilisés. Cependant, quelques améliorations demeurent possibles. En effet, le choix des égaliseurs est adéquat selon les contextes de télécommunication choisis, mais ils pourraient être bien différents dans d'autres conditions de propagation. De plus, comme discuté à quelques reprises, d'autres métriques de décision devraient être considérées pour appuyer l'erreur quadratique moyenne et augmenter le degré de confiance face au choix du symbole égalisé.

Suite à cette étude du concept de multiégalisation, la possibilité d'utilisation concrète d'un tel système est maintenant envisageable. Étant donné la rapidité et la capacité logique des circuits FPGA, l'implémentation d'un multiégaliseur est très réaliste. Pour ce faire, une étude plus approfondie des égaliseurs et de la métrique de décision devra être entreprise. De plus, une architecture optimale pour réaliser des égaliseurs matériellement devra être définie. Il est possible que la réutilisation de multiplicateurs et l'utilisation de mémoire RAM seront de bonnes stratégies à adopter pour l'implémentation. Une chose est certaine, les perspectives futures pour la multiégalisation sont bien réelles.

ANNEXE 1

Code *Matlab* pour générer les coefficients du canal SUI

```

function [size_data_SUI,d_spread,tap_mean,power_mean]=canal_nlos(filename)

    SIZE_DOUBLE = 8; %Un Double est sur 8 bytes (64 bits)

    heure_date = clock; %Lecture de l'heure pour initialiser une « seed »
    randn('seed',sum(heure_date(3:6)));

    %%Parametres de simulation
    N      = 10; %Nombre de donnees aleatoires
    OR     = 1000; %Taux d'observations (en Hz)
    M      = 256; %Nombre de coefficients du filtre de Doppler
    Dop    = [4 4 4]; %Frequence maximale de Doppler Fd(en Hz)
    Dop_res = 0.1; %Resolution Doppler des parametres SUI (en Hz)
    res_accu = 20; %Precision du processus de "resampling"

    P_init = [0 -10 -15];
    tau    = [0 1/taux_symboles 2/taux_symboles]; %Delai des echos
    K      = [1 0 0]; %Ricean K-factor en échelle lineaire
    ant_corr = 0.4; %Correlation de l'antenne
    Fnorm  = -1.5113; %Facteur de normalization du gain (en dB)

    [MM,L] = size(P_init);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (1) RMS delay spread (étalement du délai moyen)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
rmsdel=zeros(MM,1);
for k=1:MM
    Pdel=10.^(P_init(k,)/10); %Conversion de dB vers puissance lineaire
    rmsdel(k) =
        sqrt((sum(Pdel.*(tau.^2))./sum(Pdel))-((sum(Pdel.*tau)./(sum(Pdel))).^2));
    fprintf('rms delay spread %e s\n\n', rmsdel(k));
end
d_spread=rmsdel;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (2) Génération aléatoire des coefficients de chaque tap
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for k=1:N
    P=10.^(P_init(ceil(k/(N/MM)),:)/10); %Conversion de dB vers lineaire
    s2=P./(K+1); %Variance
    m2=P.*(K./(K+1)); %Moyenne au carre
    m =sqrt(m2); %Moyenne

    %%Creation des coefficients du canal avec les puissances specifiees
    paths_r(:,k) = sqrt(1/2)*(randn(L,1) + j*randn(L,1)).*(sqrt(s2)*ones(1,1));
    paths_c(:,k) = m*ones(1,1); %Composante de Rice sur le trajet fixe
end

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (3) Generation du canal a evanouissements
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for p = 1:L
    D = Dop(p) / max(Dop) / 2; % Normalisation selon la freq Doppler (Fd) max
    f0 = [0:M*D]/(M*D); % Vecteur des frequences du spectre de Doppler
    % Approximation de la densite spectrale de puissance S(f)
    PSD = 0.785*f0.^4 - 1.72*f0.^2 + 1.0;
    % Construction de S(f) en frequences de -Fd a Fd
    filt = [ PSD(1:end-1) zeros(1,M-2*M*D) PSD(end:-1:2) ];
    dopp_spect = filt;
    filt = sqrt(filt); % de S(f) a |H(f)|
    filt = ifftshift(ifft(filt)); % Reponse impulsionnelle du filtre
    filt = real(filt);
    filt = filt / sqrt(sum(filt.^2)); % Normalisation du filtre
    % Filtrage en frequence des coefficients de chaque trajet
    path = fftfilt(filt, [ paths_r(p,:) zeros(1,M) ]);
    paths_r(p,:) = path(1+M/2:end-M/2);
end;
paths = paths_r + paths_c; % Vecteur des coefficients du canal a evan.
paths = paths*10^(Fnorm/20); % Normalisation du canal

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Moyenne totale de puissance des coefficients
Pest = mean(abs(paths).^2, 2);
fprintf('tap mean power level: %0.2f dB\n', 10*log10(Pest));
fprintf('Signal Power mean: %0.2f\n', sum(Pest));
signal_power_mean = sum(Pest);
tap_mean=10*log10(Pest);

```

```

%%%%%%%%Calcul de la densite spectrale de puissance
%figure, psd(paths(1,:), 512, max(Dop));

%%%%%%%%%%%%%%
% (4) Reechantillonnage
%%%%%%%%%%%%%%
SR = max(Dop)*2;
SR/Dop_res;
OR/Dop_res;
m = lcm(SR/Dop_res, OR/Dop_res);
P = m/SR*Dop_res; % Calcul numerateur
Q = m/OR*Dop_res; % Calcul denominateur
paths_OR = zeros(L,ceil(N*P/Q)); %Vecteur des coefficients du canal (dernier)
for p=1:L
    paths_OR(p,:) = resample(paths(p,:), P, Q, res_accu);
end;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (5) Ecriture des coefficients dans un fichier
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

size_vect=length(paths_OR(1,:));
nb_paths = length(Delais);
if(~ strcmp('',filename))
    fid = fopen(filename,'w');
    for i=1:size_vect%ceil(N*P/Q)
        count = fwrite(fid,real(paths_OR(1,i)), 'double');
        count = fwrite(fid,imag(paths_OR(1,i)), 'double');
        count = fwrite(fid,real(paths_OR(2,i)), 'double');
        count = fwrite(fid,imag(paths_OR(2,i)), 'double');
        count = fwrite(fid,real(paths_OR(3,i)), 'double');
        count = fwrite(fid,imag(paths_OR(3,i)), 'double');
        if(nb_paths > 3)
            count = fwrite(fid,real(paths_OR(4,i)), 'double');
            count = fwrite(fid,imag(paths_OR(4,i)), 'double');
            count = fwrite(fid,real(paths_OR(5,i)), 'double');
            count = fwrite(fid,imag(paths_OR(5,i)), 'double');
        end
    end;
    fclose(fid);
end;

```

```

ss=(n_samples/read_div)+1;
t =0:read_div/taux_symboles:n_samples/taux_symboles;

figure(6);
plot(t,10*log10(abs(paths_OR(1,1:ss))), 'k-');
hold on;
plot(t,10*log10(abs(paths_OR(2,1:ss))), 'k-');
plot(t,10*log10(abs(paths_OR(3,1:ss))), 'k-');
if(nb_paths == 5)
    plot(t,10*log10(abs(paths_OR(4,1:ss))), 'k--');
    plot(t,10*log10(abs(paths_OR(5,1:ss))), 'k-');
end
xlabel('Temps (s)');
ylabel(strcat('Puissance en dB , moyenne de puissance=',num2str(signal_power_mean)));
grid on;
legend('P#1','P#2','P#3',0);

size_data_SUI = N*P/Q; %%%Nombre de coefficients total dans le fichier

```

BIBLIOGRAPHIE

- Bahai, A. R. S., & Saltzberg, B. R. (1999). *Multi-carrier digital communications : theory and applications of OFDM*. New York: Kluwer Academic/Plenum.
- Baum, D. S., & al. (2000). *Measurements and characterization of broadband MIMO fixed Wireless channels at 2.5GHz*. Paper presented at the IPCPWC 2000.
- Blaunstein, N., & Bach Andersen, J. (2002). *Multipath phenomena in cellular networks*. Boston: Artech House.
- Chen, Y., Le-Ngoc, T., Champagne, B., & Xu, C. (2004). Recursive least squares constant modulus algorithm for blind adaptive array. *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on]*, 52(5), 1452-1456.
- Dmochowski, P. A., & McLane, P. J. (2001). *Frequency domain equalization for high data rate multipath channels*. Paper presented at the Communications, Computers and signal Processing, 2001. PACRIM. 2001 IEEE Pacific Rim Conference on.
- Erceg, V., & al. (1999). An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE JSAC*, 17(7), 1205-1211.
- Erceg, V., Hari, K. V. S., Smith, M. S., Baum, D. S., & al. (2003). *Channel Models for Fixed Wireless Applications*, from http://www.ieee802.org/16/tga/docs/80216a-03_01.pdf
- Falconer, D. a. (2002, April 2002). Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE communications magazine*, 58-66.
- Farhang-Boroujeny, B. (1998). *Adaptive filters theory and applications*. New York, N.Y.: J. Wiley and Sons.
- Farhang-Boroujeny, B., & Chan, K. S. (2000). Analysis of the frequency-domain block LMS algorithm. *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE Transactions on]*, 48(8), 2332-2342.
- Gitlin, R. D., & Weinstein, S. B. (1981). Fractionally-Spaced Equalization: An improved Digital Transversal Equalizer. *The Bell System Technical Journal*, 60(2), 275-297.
- Hata, M. (1980). Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 29, 317-325.

Haykin, S. (2002). *Adaptive filter theory* (3rd ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall.

Haykin, S. S. (2000). *Unsupervised adaptive filtering*. New York, N.Y.: J. Wiley and Sons.

Jablon, N. K. (1991, October 1991). On the complexity of frequency-domain adaptive filtering. *Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol.39]*, 2331-2334.

Jeruchim, M. C., Balaban, P., & Shanmugan, K. S. (2000). *Simulation of communication systems : modeling, methodology, and techniques* (2nd ed.). New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers.

Laot, C. (1997). *Égalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquence*. Unpublished Doctorat, Université de Rennes 1, Rennes.

Okumura, Y., Ohmori, E., Kawano, T., & Fukua, K. (1968). Field strength and its variability in UHF and VHF land-mobile radio service. *Rev. Elec. Commun. Lab.*, 16.

Oppenheim, A. V., & Schafer, R. W. (1975). *Digital Signal Processing*: Prentice-Hall.

Proakis, J. G. (2001). *Digital communications* (4th ed.). New York, N.Y.: McGraw-Hill.

Proakis, J. G., & Manolakis, D. G. (1996). *Digital signal processing principles, algorithms, and applications* (3rd ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall.

Qureshi, S. (1982, March). Adaptive equalizers. *IEEE Communications*, 20, 9-16.

Ragunath, K. J. (1994). *High-speed RLS adaptive filters*. University of Minnesota, Minnesota.

Rappaport, T. S. (2002). *Wireless communications principles and practice* (2nd ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR.

Rummler, W., Coutts, R., & Liniger, M. (1986). Multipath fading channel models for microwave digital radio. *Communications Magazine, IEEE*, 24(11), 30-42.

Viterbi, A. J. (1995). *CDMA principles of spread spectrum communication*. Reading, Mass.: Addison-Wesley.

Weerackody, V., & Kassam, S. A. (1994). Dual-mode type algorithms for blind equalization. *Communications, IEEE Transactions on*, 42(1), 22-28.